INGENIEUR OTTO LIMANN



Fernsehtechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik der Fernsehempfänger

Ein Franzis Fachbuch

4. Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Fernsehtechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik
der Fernsehempfänger

Von
Ingenieur **Otto Limann**

Mit 495 Bildern

4., vollständig neubearbeitete und erweiterte Auflage



FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN
Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Zeichnungen von Erich Schülzke

4. Auflage (15. bis 23. Tausend)

1963

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 37, Karlstr. 35
Printed in Germany

Vorwort zur vierten Auflage

Die ersten Auflagen dieses Buches fanden einen so guten Anklang, daß man eine weitere Auflage lediglich durch Hinzufügen neuerer Schaltungseinzelheiten hätte ergänzen können. Aber ein Schriftsteller ist jemand, der sich das Schreiben schwer macht, so heißt es, und vielleicht gilt das auch für den Fachschriftsteller. Als ich nämlich die vielfältigen Funktionsbeschreibungen der heutigen Automatik- und Regelschaltungen von Fernsehempfängern durcharbeitete, um sie für ein Buch mit dem Titel Fernsehtechnik *ohne* Ballast aufzubereiten, da ergab sich ein unsystematisches Gestrüpp von Einzeldeutungen der verschiedenen Firmenschaltungen. Die notwendigen Ergänzungen des Buches wären lediglich aneinandergereihte Extrakte aus den Serviceschriften geworden. Das befriedigte mich in keiner Weise, denn ein Werk für den Schul- und Selbstunterricht soll allgemeingültige Grundlagen vermitteln.

Langsam schälten sich jedoch aus der Fülle der komplizierten Synchronisier- und Regelschaltungen ständig wiederkehrende Prinzipien heraus. Dies waren einmal die klassischen Fundamente der Regel- und Steuertechnik und zum anderen die neuzeitlichen Bausteine der Impulstechnik wie Schaltdioden und Koinzidenzstufen. Damit wurde die Lösung klar; man darf sich nicht sofort den verwickelten Schaltungsbeschreibungen der Industriegeräte zuwenden, sondern muß zuvor die elementaren Grundlagen kennen. Deshalb arbeitete ich ein neues Kapitel mit der Überschrift „Etwas Regel- und Impulstechnik" aus und fügte es in das Buch ein.

Alle übrigen Kapitel über getastete Verstärkungsregelung, automatische Scharfabstimmung, Impulsabtrennung, Störaustastung, direkte und indirekte Synchronisierung ließen sich nun zwanglos und systematisch auf diese Richtlinien für den offenen Steuerkreis oder den geschlossenen Regelkreis mit ihren Stellgliedern, Fühlern und Regelverstärkern zurückführen. Störaustastung, getastete Regelung und manche andere „Automatik" gehen zurück auf Schalt- und Differenzierstufen, auf Koinzidenz- und Antikoinzidenzstufen. Das zusammengewürfelte Kapitel 9 über Regel- und Hilfsschaltungen der früheren Fassung ließ sich nun logisch unterteilen und einordnen in Regelschaltungen zwischen Eingangsstufe und Bildröhre (neues Kapitel 8), Regelschaltungen im Ablenkteil (neues Kapitel 12) und Zusatzeinrichtungen (neues Kapitel 13). Aber auch sämtliche anderen Kapitel über Ablenkgeräte mußten nach diesen Erkenntnissen neu geschrieben werden. Diese Eingliederung in den großen Rahmen der allgemeinen Regeltechnik verlangte das Aufgeben einiger eingewurzelter, aber in dem neuen Zusammenhang unglücklicher Bezeichnungen wie *Regler* für einen handbedienten Drehwiderstand (Seite 129) oder *Vergleichsimpuls* für die Frequenz der Kippgeneratoren (Seite 222).

Nicht nur den Lehrern und den Lernenden möchte ich dieses Zurückgehen auf die Grundlagen sehr nahelegen, sondern auch den Entwicklungs-Laboratorien und Service-Abteilungen der Industrie für ihre Veröffentlichungen. Gebt in Zukunft zu komplizierten Automatikschaltungen vereinfachte Blockschaltbilder mit den exakten

Bezeichnungen der Regeltechnik! Die Kenntnis dieser Grundlagen weitet den Blick des Technikers für die gesamte Elektronik. Die Unterhaltungs-Elektronik wird in Zukunft kein gesondertes Spezialgebiet mit eigenen Definitionen bleiben können, sondern immer mehr zu einem Teilgebiet der allgemeinen elektronischen Technik werden. Je früher sich der Service-Techniker mit diesen Grundlagen vertraut macht, desto besser wird er sich in die weiteren Entwicklungen unseres Spezialgebietes – Transistor-Fernsehempfänger, Farbfernsehen, Mikromodul-Technik – einarbeiten und sich darüber hinaus Berufschancen auf anderen Gebieten der Elektronik sichern.

Zum Buch selbst ist weiterhin zu sagen, daß in der Neubearbeitung wiederum vorwiegend die für die Funktion eines Empfängers lebensnotwendigen Stufen behandelt wurden. Alles das, was nicht mehr zeitgemäß ist, sich nicht in größerem Umfang in die Schaltungstechnik eingeführt hat oder hauptsächlich werbebedingt war, wurde auf ein Minimum beschränkt. Auch wurde der Ausdruck „Bild-Nf", der mit Recht von einigen Rezensenten der früheren Auflagen angekreidet wurde, durch die allgemein übliche Bezeichnung „Video" ersetzt. Ferner wurden die sich aufzeigenden Möglichkeiten der Transistorbestückung von Fernsehempfängern, soweit sie bis zum Abschluß des Manuskriptes greifbar waren, mit aufgenommen, um auf die kommende Entwicklung vorzubereiten.

Das sehr ausführliche Literaturverzeichnis soll nicht nur ermöglichen, den Stoff noch aus anderer Sicht kennenzulernen, sondern zugleich einen Dank an die Autoren darstellen, auf deren Arbeiten ich aufbauen durfte. Danken möchte ich auch meinem Kollegen J. Conrad, der Manuskript und Korrekturseiten so sorgfältig überprüfte, und auch dem Verlag sei dafür gedankt, daß er trotz des größeren Umfanges, des vollständigen Neusatzes und der vielen neuen Zeichnungen das Buch wieder zu einem so günstigen Preis herausgeben konnte.

München O. Limann

Inhaltsverzeichnis

1. Bildzerlegung und Bildübertragung

Prinzip der Bildzerlegung und -übertragung

Bild 1,01. Bildfunk

Verfahren zum Übertragen von Bildern und Schriftstücken auf elektrischem Wege sind als *Bildtelegrafie* oder *Bildfunk* seit langem bekannt. Hierbei kann nicht wie bei der Fotografie das Bild in allen seinen Teilen gleichzeitig erzeugt werden, sondern es wird linienweise in einer bestimmten Reihenfolge abgetastet, und die jeweiligen Bildpunkte werden entsprechend ihrer Helligkeit in elektrische Stromwerte umgeformt. Diese Stromschwankungen gelangen nacheinander zum Empfangsort, werden dort in einer ähnlichen Anordnung in Helligkeitswerte zurückverwandelt und erzeugen das Abbild des Originals.

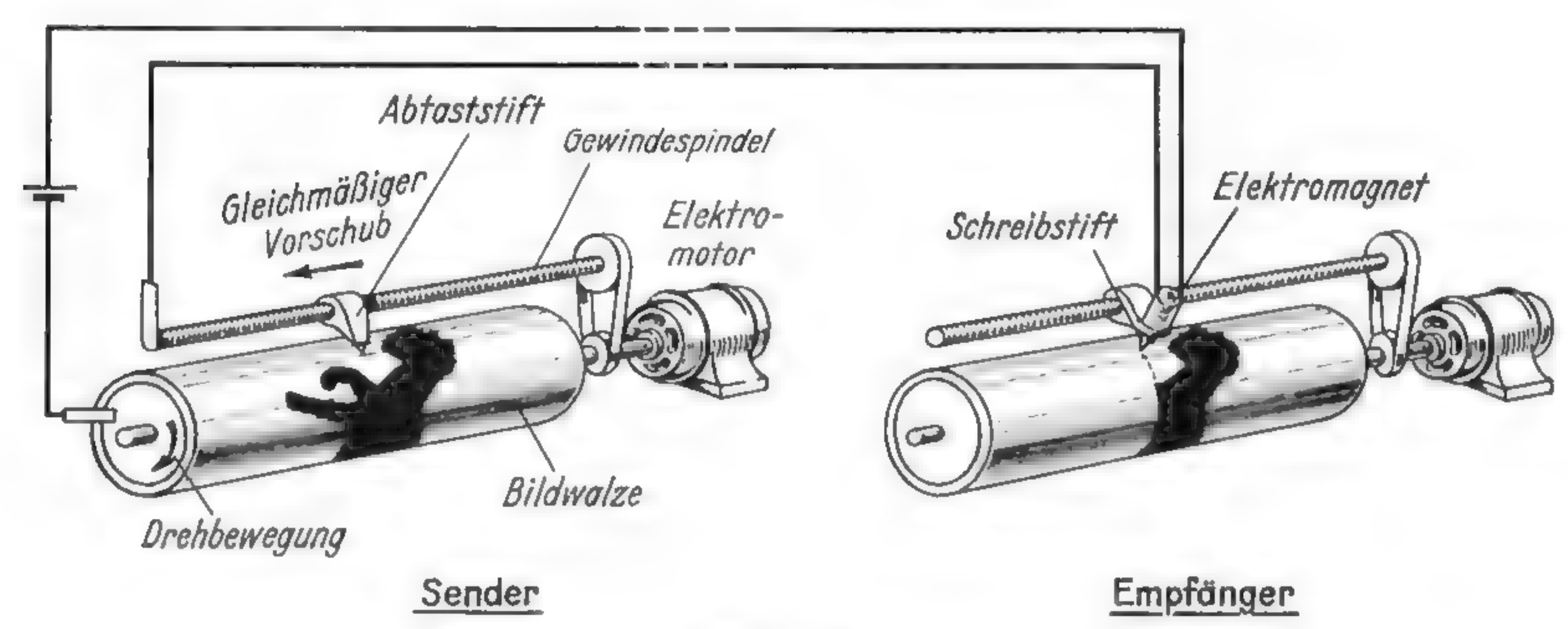


Bild 1,01
Prinzip der Bildtelegrafie

Bei fast allen Bildfunkgeräten werden die zu übertragenden Bilder auf eine Trommel aufgebracht, die durch einen Motor in Drehung versetzt wird. Gleichzeitig wird eine Spindel angetrieben, auf der sich ein Abtaststift längs der Trommel verschiebt. Das Bild wird also in Form einer Schraubenlinie abgetastet. Legt man zwischen Bildwalze und Abtaststift eine Spannungsquelle und denkt man sich das eigentliche Bild aus Widerstandsmaterial bestehend (also z. B. mit Kohle gedruckt), so könnten die Helligkeitswerte nach folgendem Schema umgeformt werden:

Weiß	= kein Strom	(0 %)
Mittleres Grau	= halber Strom	(50 %)
Schwarz	= voller Strom	(100 %)

Die Trommel am Empfangsort beginnt jede Umdrehung zum gleichen Zeitpunkt und läuft mit der gleichen Drehzahl wie die Gebertrommel. An Stelle des Abtaststiftes ist ein Schreibstift vorhanden, der durch einen Elektromagneten von den ankommenden Strömen so gesteuert wird, daß er wieder die entsprechenden Helligkeitswerte auf die Bildtrommel aufzeichnet und das Bild entstehen läßt. Je mehr Schraubenlinien auf die Bildlänge entfallen, *je feiner also das Raster ist,*

desto mehr Einzelheiten zeigt das übermittelte Bild. Es entsteht bei diesem Verfahren ein bleibendes Bild, das von der Trommel abgenommen und aufbewahrt werden kann.

Bild 1,02. Übertragung eines ebenen Bildes

Auf der sich drehenden Trommel kann das Bild nicht unmittelbar betrachtet werden, sondern dazu muß es in einer ebenen Fläche entstehen und auch im Sender so abgetastet werden. Aus praktischen Gründen läßt man diese Abtastzeilen genau so verlaufen wie bei einem Bild, das nach dem Trommelverfahren übertragen wurde. Man denkt sich also gewissermaßen ein Trommelbild abgewickelt. Dabei liegen die Zeilen schräg, wie die Abwicklung einer Schraubenlinie.

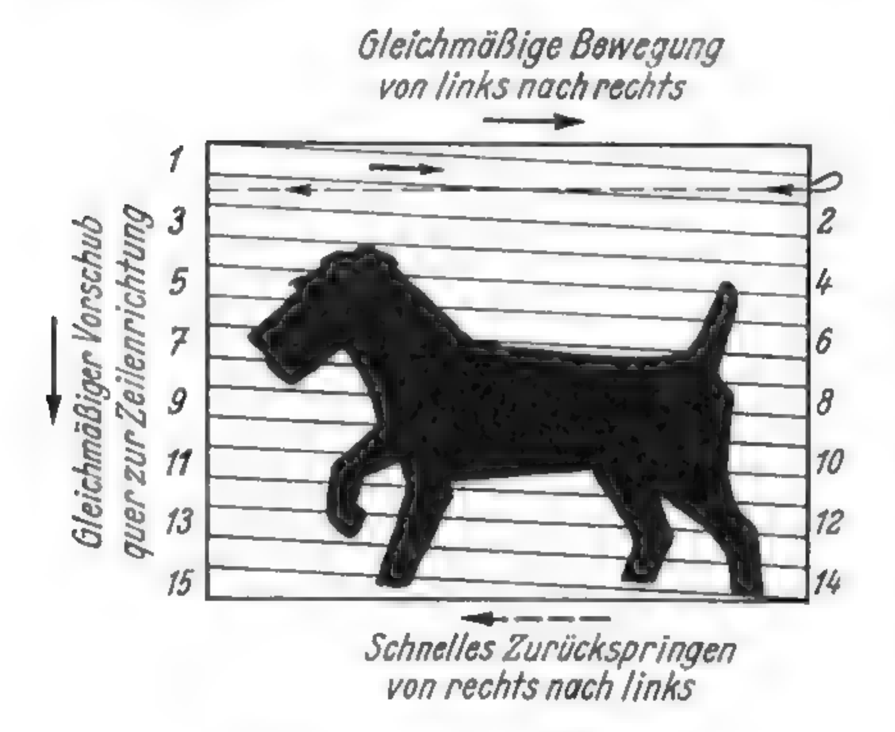


Bild 1,02
Abtasten eines ebenen Bildes zur elektrischen Übertragung

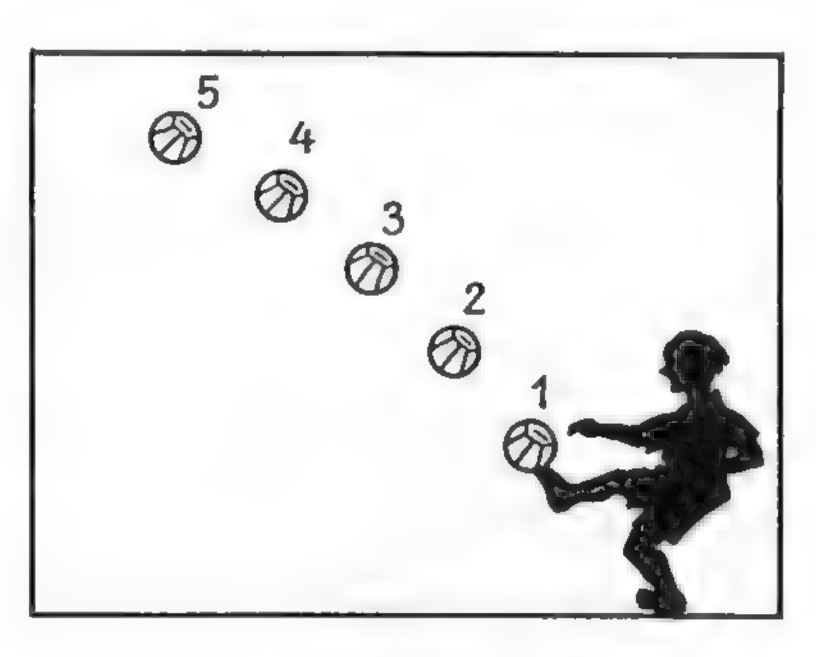


Bild 1,03
Darstellung einer Bewegung durch aufeinanderfolgende Teilbilder

Dies hat den Vorteil, daß der Vorschub quer zur Zeilenrichtung gleichförmig bleibt, wie in Bild 1,01. Das Bild wird also in ein Raster von parallelen Bildzeilen zerlegt, die um eine Zeilenbreite nach abwärts geneigt verlaufen. In der eigentlichen Zeilenrichtung dagegen muß beim ebenen Bild das Abtastorgan am rechten Ende der Zeile, dort wo es beim Trommelverfahren ohne Zwischenraum auf die andere Bildkante überläuft, ruckartig über die ganze Bildbreite zurück zum nächsten Zeilenanfang springen. Um diesen Rücklauf richtig einsetzen zu lassen, wird außer den Stromschwankungen, die durch die verschieden hellen Stellen des Bildes entstehen, am Ende der Zeile ein besonderes Zeichen gegeben, das den Rücklauf einleitet und dafür sorgt, daß die nächste Zeile genau an der richtigen Stelle beginnt. Dieses Zeichen besteht aus einem stärkeren Stromstoß vom Sender aus. Man teilt also die Stromwerte z. B. folgendermaßen ein:

Weiß	=	0 %
Mittelgrau	=	40 %
Schwarz	=	75 %
Schlußzeichen	=	100 %

Diese Anschauung erläutert bereits die Grundbegriffe eines Fernsehbildes. Das Bild entsteht zeilenweise, jede Zeile besteht aus dem langsamen Hinlauf und dem schnellen Rücklauf. Während des Hinlaufes werden die Helligkeitswerte des

Bildes, die Bildmodulation oder der Bildinhalt abgetastet oder wiedergegeben. Dann wird ein besonderes Gleichlaufzeichen (Synchronisierzeichen, Synchronisierimpuls) gegeben. Dadurch werden der schnelle Rücklauf und der richtige Anfang der neuen Zeile veranlaßt. Währenddessen bewegt sich die Vorrichtung zum Aufzeichnen des Bildinhalts gleichmäßig abwärts, so daß sich Zeile unter Zeile reiht.

Bild 1,03. Erzeugung sich bewegender Bilder im Kino

Bei der Filmwiedergabe im Kino entsteht der Bewegungseindruck durch schnell aufeinanderfolgende Einzelbilder, von denen das nächste jeweils eine weitere Bewegungsphase darstellt. Diese Bilder werden nacheinander auf die Bildwand projiziert. Jedes Bild steht kurze Zeit still und wird dann ruckartig durch das nächste ersetzt. Wird also z. B. das Abstoßen eines Fußballs wiedergegeben, so befindet er sich im ersten Bild am Fuß des Spielers, beim zweiten Bild an der Stelle 2, beim dritten an Stelle 3 usw.

Infolge der Trägheit des Auges verschmelzen bei etwa 16 bis 25 Bildwechseln je Sekunde die Teilbilder zu einer fortlaufenden Bewegung, Beim normalen Kinofilm werden 24 Einzelbilder in einer Sekunde wiedergegeben. Während der eigentlichen Umschaltzeit wird die Bildfläche verdunkelt. Dieser Wechsel von 24 Bildern je Sekunde läßt zwar die Bewegungen gut ineinanderfließen, er bewirkt aber noch ein sehr spürbares Flimmern durch den Wechsel zwischen Bildhelligkeit und Dunkelpause. Das Flimmern wird vermieden, wenn die Bildfrequenz vergrößert wird. Das Erhöhen der Bildzahl würde jedoch längere und daher teuere Filme erfordern. Man wählt deshalb den Ausweg, das im Bildfenster gezeigte Bild zwischendurch kurz zu verdunkeln, also gewissermaßen zweimal (oder dreimal) zu zeigen. Die Bildfrequenz wird dadurch ohne Mehraufwand an Film auf 48 (oder 72) Teilbilder je Sekunde heraufgesetzt; hierbei ist dann kein Flimmern mehr wahrzunehmen.

Bild 1,04. Elektrische Übertragung sich bewegender Bilder

Die elektrische Übertragung sich bewegender Bilder setzt sich aus den Verfahren nach Bild 1,02 und 1,03 zusammen. Es werden also aufeinanderfolgende Einzelbilder mit verschiedenen Bewegungszuständen gezeigt. Jedes Einzelbild wird

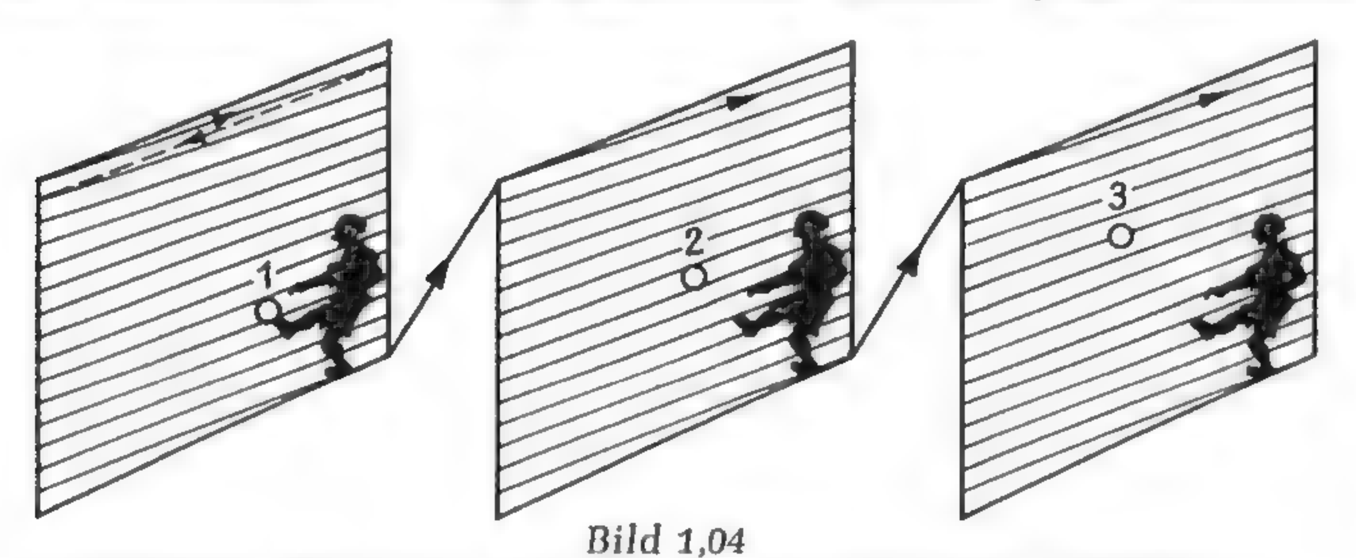


Bild 1,04
Elektrische Übertragung von aufeinanderfolgenden Teilbildern durch zeilenweise Abtastung

nochmals in Zeilen und Punkte aufgelöst, deren Helligkeitswerte in Spannungsschwankungen umgesetzt und nacheinander übertragen werden. Am Ende jeder Zeile wird ein aus einem kurzen Stromstoß bestehendes Gleichlaufzeichen gegeben. Am Schluß eines ganzen Bildes aber werden mehrere aufeinanderfolgende Stromstöße gegeben. Sie bewirken, daß ein neues Bild an der linken oberen Ecke

begonnen wird. Diese Teilbilder verschmelzen dann genau wie beim Film im Auge zu einer fortlaufenden Bewegung.

Lebende Szenen sind natürlich ständig bewegt, so daß sich bereits während des Abtastens die Bildpunkte verschieben. Dies ändert aber nichts an diesen Überlegungen, denn beim nächsten Einzelbild wird an den betreffenden Stellen jeweils die nächste Bewegungsphase erfaßt.

Bild 1,05. Zeilensprungverfahren

Um das Fernsehbild flimmerfrei zu machen, sollen wie beim Kino möglichst 40 bis 50 Bildwechsel je Sekunde erfolgen. Die dazu notwendige Zahl von Bildpunkten erfordert aber teure Verstärker und Übertragungseinrichtungen. Man

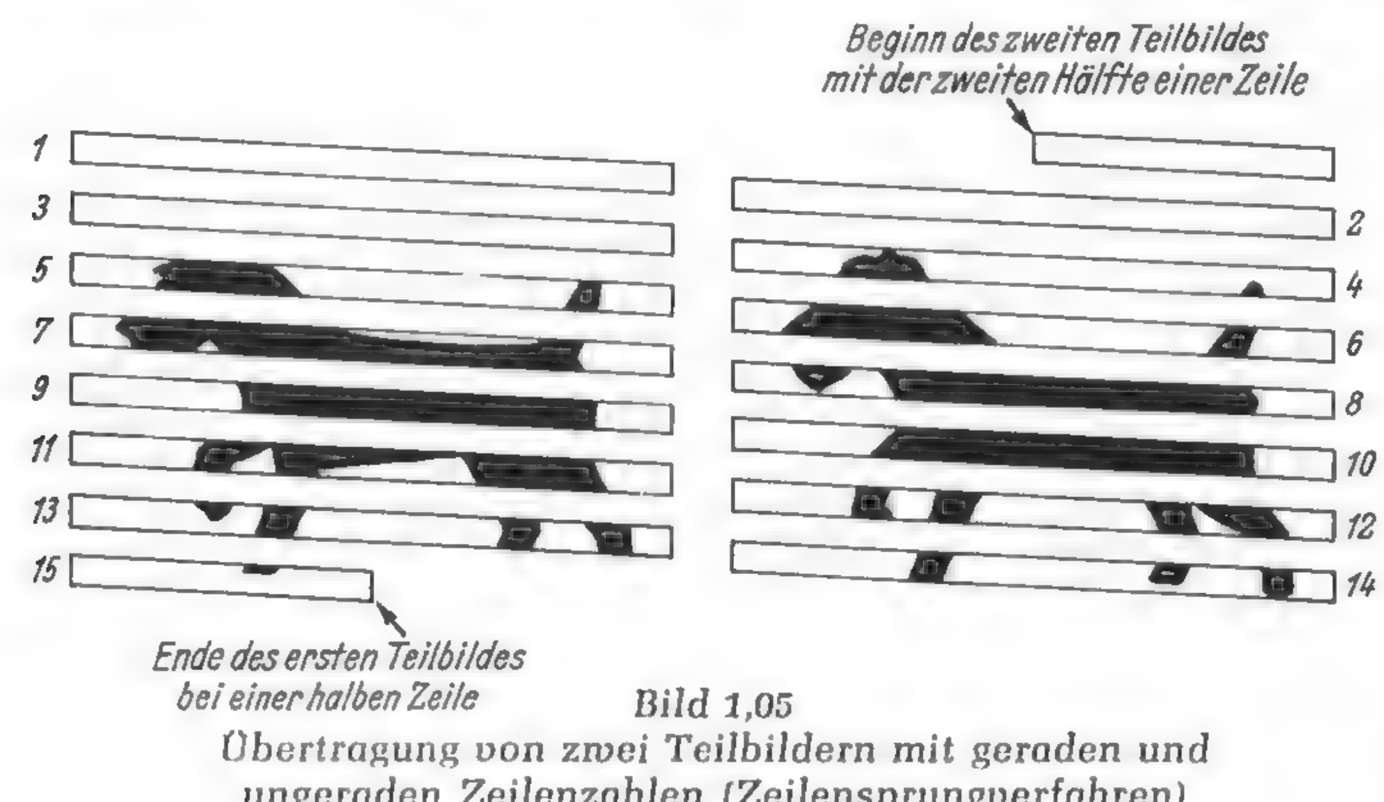


Bild 1,05
Übertragung von zwei Teilbildern mit geraden und ungeraden Zeilenzahlen (Zeilensprungverfahren)

sendet daher nur 25 Bilder und wendet eine ähnliche Täuschung wie beim Film an. Es werden zuerst in $^1/_{50}$ Sekunde nur die ungeradzahligen Zeilen eines Bildes und dann in der folgenden $^1/_{50}$ Sekunde die geradzahligen Zeilen übertragen, so daß in $^2/_{50} = {}^1/_{25}$ Sekunden erst ein vollständiges Bild entsteht. Dieses Verfahren, stets eine Zeile zu überspringen, wird *Zwischenzeilen-* oder *Zeilensprungverfahren* genannt. Für das Auge entsteht dadurch der Eindruck von 50 Bildern je Sekunde, und das Flimmern tritt zurück. Die Zahl der vollständigen Bilder je Sekunde wird *Bildwechselfrequenz* genannt. Sie beträgt beim Fernsehen 25 Hz. Die Zahl der Teilbilder, die je Sekunde abgetastet werden, ist die Teilbild- oder Rasterfrequenz, auch *Vertikalfrequenz* genannt, weil zu Beginn eines neuen Teilbildes der Schreibpunkt senkrecht (vertikal) nach oben springen muß. Da ein vollständiges Bild aus zwei Teilbildern (mit geraden und ungeraden Zeilen) besteht, beträgt die Rasterfrequenz 50 Hz. Im Sprachgebrauch haben sich jedoch die Begriffe *Bildwechselfrequenz* (25 Hz) und *Teilbildfrequenz* (50 Hz) verwischt, und man versteht unter „Bildfrequenz“ meist die Rasterfrequenz von 50 Hz. Der an sich korrekte Ausdruck „Rasterfrequenz“ liegt vielen Technikern nicht. Wir verwenden deshalb in den späteren Kapiteln den Ausdruck „Bildkippfrequenz“. Er paßt sich dem Sprachgebrauch an und ist dabei technisch richtig.

Jedes Bildraster soll stets in gleicher Höhe anfangen, denn es wäre schaltungsmäßig schwierig, den obersten Bildpunkt abwechselnd immer eine Zeile höher oder tiefer beginnen zu lassen. Deswegen endet das erste Teilbild (ungerade Zeilen) mit einer halben Zeile, und das nächste Rasterbild beginnt oben mit der

zweiten Hälfte einer Zeile. Da beide Raster die gleiche Zeilenzahl plus eine halbe Zeile erhalten, so besteht ein vollständiges Fernsehbild stets aus einer ungeraden Zahl von Zeilen, und zwar bei der europäischen Fernsehnorm aus 625 Zeilen. Jedes Teilbild besteht also aus $312^1/_2$ Zeilen. Bei 25 Bildern zu je 625 Zeilen werden in einer Sekunde 25 · 625 = 15 625 Zeilen abgetastet. Diese Norm wurde 1950 vom CCIR[1]) empfohlen und von dem Ausschuß-Vorsitzenden Gerber ausgearbeitet. Sie wird deshalb auch als *CCIR-Norm* oder *Gerber-Norm* bezeichnet.

Man merke sich also die folgenden wichtigen Begriffe:

Bildwechselfrequenz = Zahl der vollständigen Bilder je Sekunde = 25 Hz

Rasterfrequenz oder *Vertikalfrequenz* (in den späteren Kapiteln „Bildkippfrequenz" genannt) = Zahl der Teilbilder je Sekunde = 50 Hz

Zeilenzahl = Zeilenzahl eines vollständigen Bildes = 625 Zeilen

Zeilenfrequenz = Gesamtzahl der Zeilen je Sekunde = 15 625 Hz.

Für „Zeilenfrequenz" findet man auch den Ausdruck *Horizontalfrequenz*, weil die Zeilen annähernd waagerecht (horizontal) verlaufen. – Die hier genannten Zahlen und die weiteren Ausführungen gelten für die sogenannte europäische Fernsehnorm. Daneben gibt es auch Fernseh-Übertragungssysteme mit anderen Raster- und Zeilenfrequenzen. Um den Stoff möglichst zu vereinfachen, werden sie jedoch hier nicht behandelt. Das Wissenswerte hierzu enthalten meist die Service-Schriften der Industriefirmen über die Mehrnormenempfänger, mit denen man auch Sendungen anderer Normen aufnehmen kann. Auch Bild 6,07 dieses Buches geht knapp auf diese Dinge ein.

Gleichlaufzeichen und Fernsehsignal

Bild 1,06. Zeilenimpulse

Die Form der in Bild 1,02 erwähnten Gleichlauf- oder Synchronisierzeichen am Ende jeder Zeile ist in den Fernsehnormen festgelegt. Die Breite dieser rechteckförmigen Zeilenimpulse beträgt 9 % der Zeilendauer, ihre Höhe erstreckt sich von 75 % bis 100 % der Maximalamplitude des Fernsehsignals. In der Höhe von 75 %

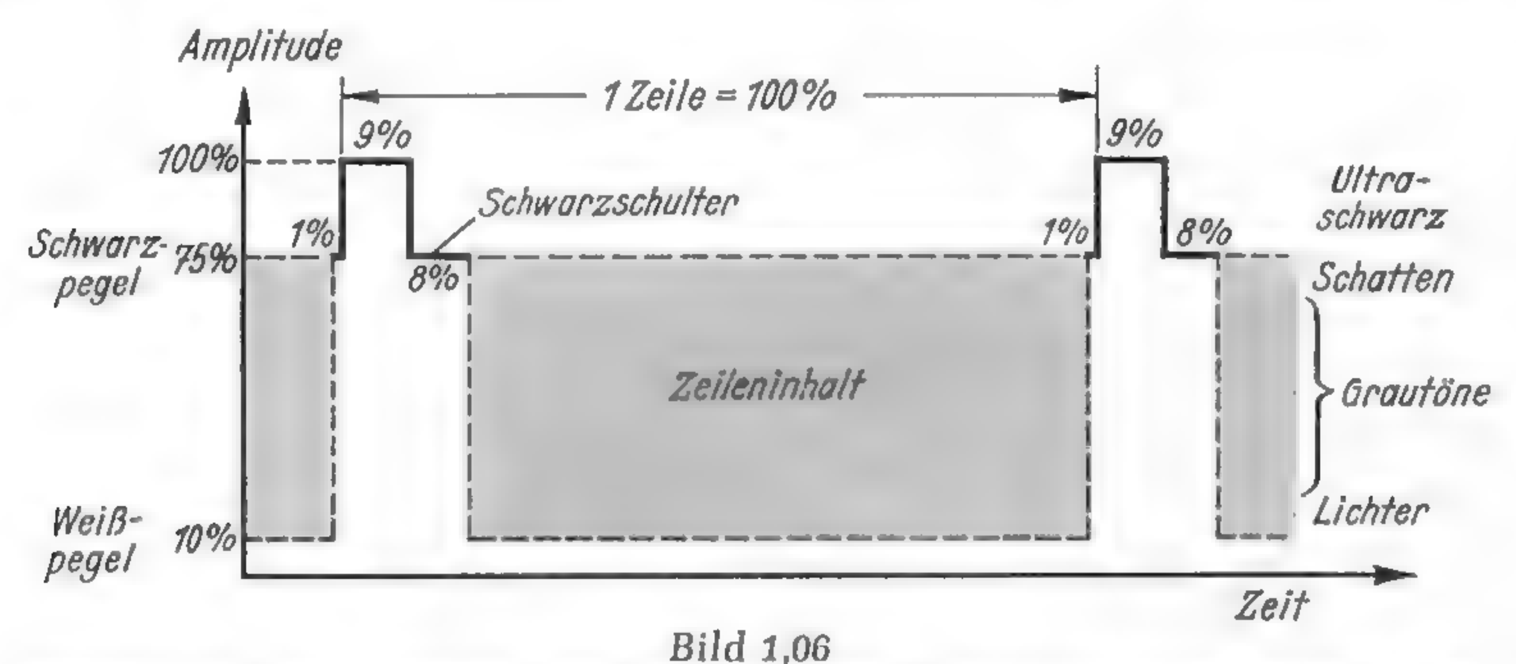


Bild 1,06
Europäische Fernsehnorm für Bildinhalt und Gleichlaufzeichen einer Zeile

[1]) CCIR = Comité Consultativ International des Radiocommunications = Internationaler beratender Ausschuß für Funkdienst.

besitzen sie links ein 1 % breites und rechts ein 8 % breites waagerechtes Stück, die „Schwarzschulter“. Das Niveau von 75 % stellt gleichzeitig den Schwarzpegel dar, der den dunkelsten Bildstellen entspricht. Die Synchronisierzeichen erscheinen also im Bild noch schwärzer als schwarz. Sie liegen im „Ultraschwarzgebiet“ und verursachen daher keine störenden Flecke. Die hintere Schwarzschulter verhindert, daß der Zeilenrücklauf als helle Linie erscheint. Der Weißpegel für die hellste Bildstelle liegt bei 10 % des Maximalwertes. Zwischen zwei Zeilenimpulsen baut sich also der Helligkeitsverlauf einer Zeile in Form von Amplitudenschwankungen auf. Der Impuls am Ende der Zeile stellt gewissermaßen einen Paukenschlag dar, durch den der Empfänger darauf aufmerksam gemacht wird, eine neue Zeile zu beginnen.

Bild 1,07. Bildwechselimpulse (Rasterimpulse)

Die Bildwechselimpulse am Ende eines Teilbildes reichen ebenfalls von 75 % bis 100 % der Maximalamplitude. Sie sind breiter als die Zeilenimpulse, und es werden mehrere Zeichen kurz hintereinander gegeben. Gleicht also der Zeilenimpuls einem Paukenschlag, der den Empfänger auf den Beginn einer neuen Zeile aufmerksam macht, dann entsprechen die Rasterimpulse einem Paukenwirbel von der Dauer mehrerer Zeilenlängen, der den Anfang eines neuen Teilbildes ankündigt.

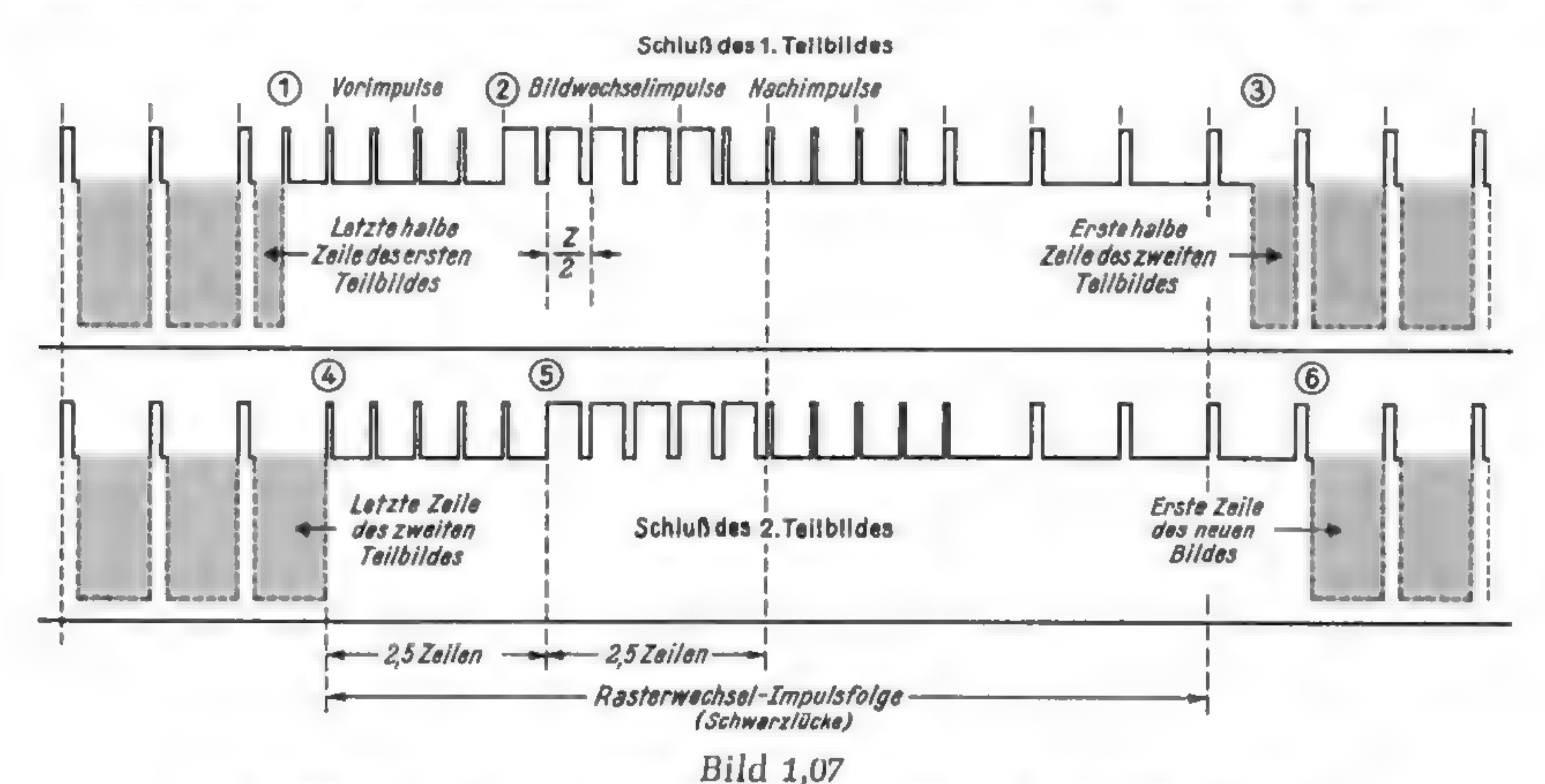


Bild 1,07
Schema der Gleichlaufzeichen für das erste und zweite Teilbild bei der europäischen Fernsehnorm

Das erste Teilbild hört mit einer halben Zeile bei (1) auf (vergleiche Bild 1,05). Dann folgen zunächst fünf schmale Vorimpulse oder Trabanten, und bei (2) setzt in der Mitte einer Zeile der erste von den fünf eigentlichen breiten Bildwechselimpulsen ein. Darauf folgen nochmals fünf schmale Nachimpulse, und bei (3), ebenfalls in der Zeilenmitte, beginnt dann die obere rechte Zeilenhälfte des zweiten Teilbildes. Zwischen die Nachimpulse und den Beginn des zweiten Teilbildes bei (3) schiebt man zunächst einige Takte mit Schwarzpegel ein. Während dieser Zeit kann der Schreibstrahl nach oben eilen, ohne einen Lichteindruck zu hinterlassen.

Das zweite Teilbild endet bei (4) mit einer vollständigen Zeile. Der nachfolgende erste breite Bildwechselimpuls muß also bei (5) in der Mitte einer Zeile einsetzen,

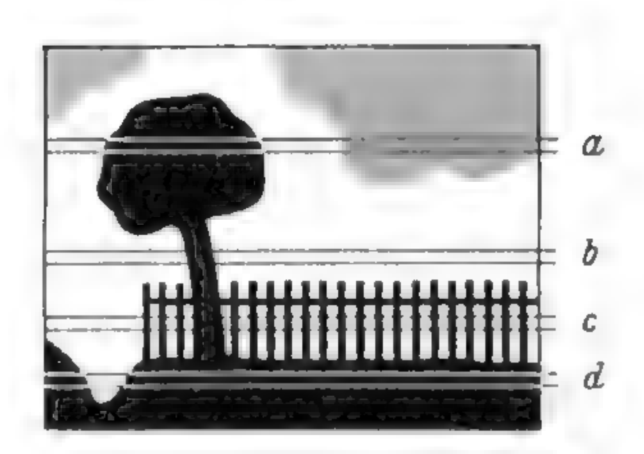


Bild 1,08
Beispiel eines zu übertragenden Bildes. Die Bedeutung der einzelnen Zeilen a bis d wird in den folgenden Bildern erläutert

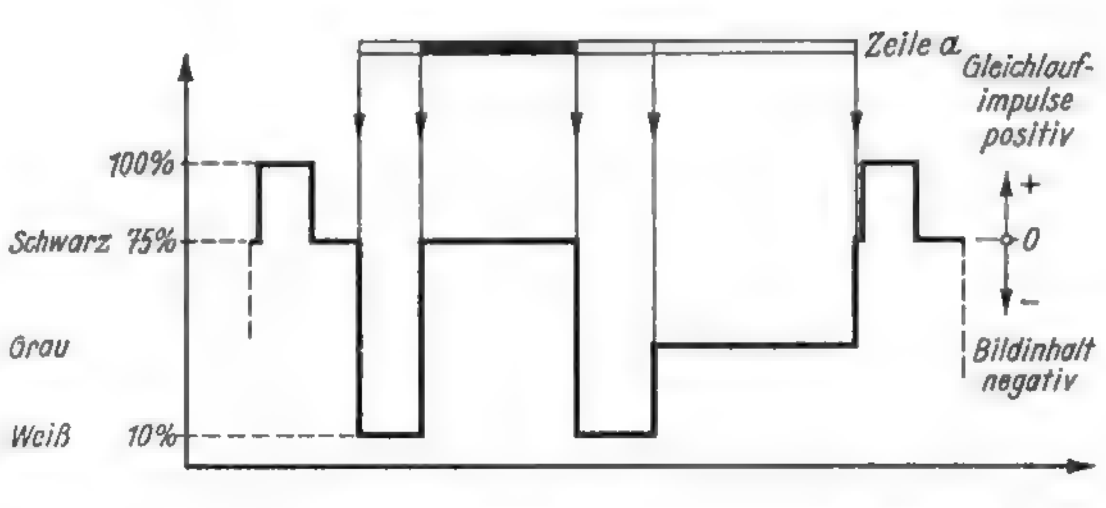


Bild 1,09
Helligkeitsverlauf der Zeile a von Bild 1,08 und Übertragung in das Fernsehsignal

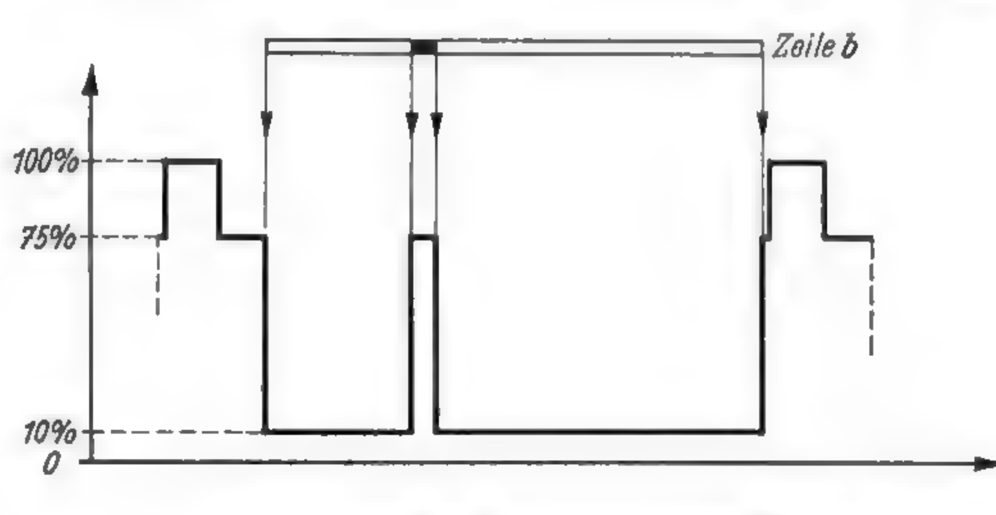


Bild 1,10
Helligkeitsverlauf und Fernsehsignal der Zeile b mit hohem Weiß-Anteil

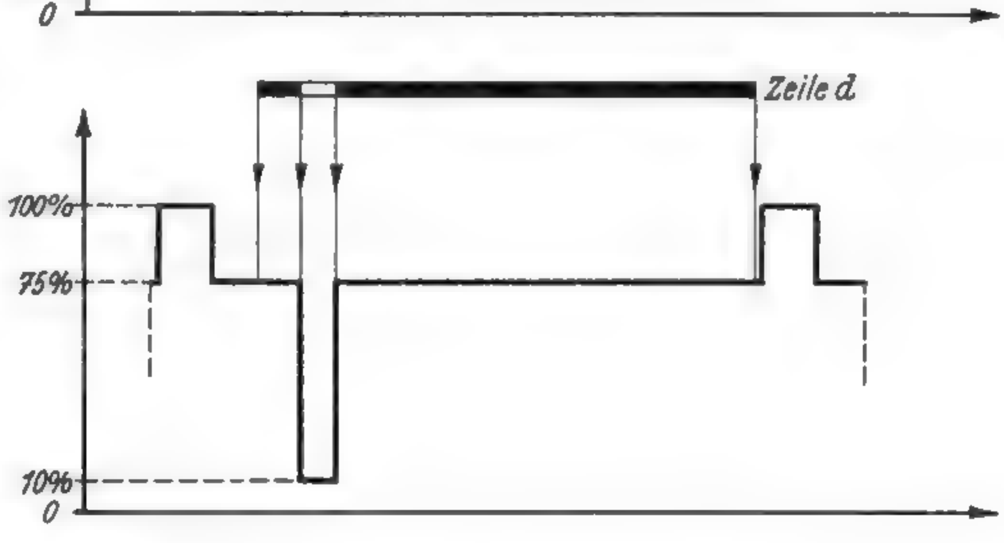


Bild 1,11
Helligkeitsverlauf und Fernsehsignal der Zeile d mit hohem Schwarz-Anteil

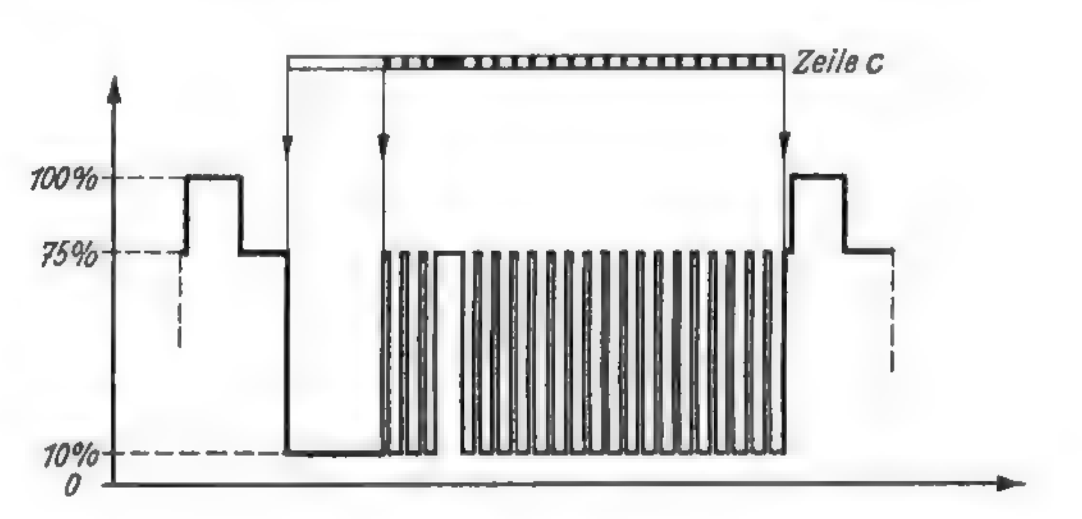


Bild 1,12
Helligkeitsverlauf und Fernsehsignal bei der Zeile c mit feinen Bildeinzelheiten

damit bei (6) die volle Zeile des neuen Gesamtbildes beginnen kann. – Die Versetzung der beiden Impulsreihen um eine halbe Zeilenbreite muß im Sender sehr genau eingehalten werden, wenn die beiden Teilbilder nicht gegeneinander wackeln sollen. Die Ausgleichimpulse oder Trabanten dienen als Ein- und Ausklang der Bildimpulse. Sie tragen dazu bei, daß im Empfänger für beide Raster recht gleichförmige Synchronisierzeichen entstehen. Würden die breiten Bildwechselimpulse sofort am Zeilenende einsetzen, dann könnten im Empfänger bei der Trennung von Zeilen- und Bildimpulsen ungleich große Synchronisierzeichen entstehen, und die Zeilen der Teilbilder könnten sich paarweise zusammenschieben, das Bild wird „paarig" und verliert an Schärfe und Feinheit.

Die gesamte Impulsfolge für den Bildwechsel ist so gestaltet, daß der Rhythmus der Zeilenzeichen ständig erhalten bleibt. Bei jeder senkrechten gestrichelten Linie, die dem Zeilentakt entspricht, ist eine ansteigende Impulsflanke vorhanden. Dadurch bleibt der Zeilentakt auch während des Bildwechsels erhalten, und beim Beginn des neuen Bildes setzt der Zeilenanfang exakt ein. Während der gesamten Bildwechsel-Impulsfolge wird also eine Reihe von Zeilen unsichtbar geschrieben. Das eigentliche Fernsehbild besteht also streng genommen gar nicht aus 625 Zeilen, sondern die Zeilenzahl ist um etwa 3 % geringer.

Bild 1,08. Inhalt verschiedener Bildzeilen

Das stark vereinfachte Bild auf Seite 21 dient dazu, die verschiedenen Eigenschaften von Bildzeilen zu erläutern. Aus ihm werden deshalb vier charakteristische Zeilen herausgeschnitten:

Zeile *a* enthält weiße (Himmel), graue (Wolken) und schwarze (Baumkrone) Bildtöne.

Zeile *b* enthält sehr viel Weiß (Himmel) und nur eine kurze schwarze Unterbrechung durch den Baumstamm.

Zeile *c* ist eine Zeile mit vielen feinen Bildeinzelheiten infolge der Zaunlatten.

Zeile *d* gibt den umgekehrten Helligkeitseindruck wie Zeile b. Sie enthält sehr viel Schwarz durch den Erdboden und nur eine geringe Weißunterbrechung durch den Graben links vom Zaun.

Bild 1,09. Bildsignal mit Grauton-Inhalt

Die Bildtöne der herausgeschnittenen Zeile *a* werden folgendermaßen in Spannungswerte umgesetzt: Auf den Gleichlaufimpuls und die Schwarzschulter der vorhergehenden Zeile folgt zunächst links ein Stück Weiß. Es ergibt nach der Fernsehnorm (Bild 1,06) im Bildsignal 10 % der Trägeramplitude. Darauf folgt der schwarze Streifen der Baumkrone. Er läßt die Spannung auf den vollen Schwarzpegel von 75 % ansteigen. Nach einer zweiten weißen Stelle folgt dann die graue Wolke mit einem mittleren Spannungswert von 40 %. Am Ende der Zeile steigt dann der Gleichlaufimpuls auf 100 % an.

Von dem beim Fernsehen sehr wichtigen Schwarzpegel aus betrachtet sind die Gleichlaufimpulse positiv und der Bildinhalt negativ gerichtet. Diese Phasenlage muß am Ende der Fernsehübertragung wieder hergestellt sein. Eine Phasenumkehrung würde negative Bilder, also hier einen weißen Baum vor schwarzem Himmel, ergeben oder, noch drastischer ausgedrückt, aus dem Bild eines Bäckers das eines Kaminkehrers machen.

Bild 1,10. Bildzeile mit niedrigem Gleichstromanteil

Die vorwiegend weiße Zeile *b* wird nur an einer schmalen Stelle durch den schwarzen Baumstamm unterbrochen. Das Spannungsdiagramm verläuft dann

zwischen den Gleichlaufimpulsen größtenteils in der Höhe des Weißpegels bei 10 % der Maximalamplitude. Von Null aus betrachtet stellt dies einen Gleichstromanteil dar. Er ist also bei dieser hellen Bildzeile gering und beträgt nur 10 % der größten Signalhöhe.

Bild 1,11. Bildzeile mit hohem Gleichstromanteil

Zeile *d* zeigt den umgekehrten Fall. Sie enthält nur ein kurzes weißes Stück an der linken Seite. Der hohe Schwarzanteil erzeugt daher eine Signalspannung, die vorwiegend in 75 % Höhe auf dem Schwarzpegel verläuft; es ist also ein hoher Gleichstromanteil vorhanden.

Diese Gleichstromunterschiede bei hellen und dunklen Bildzeilen sind für die Übertragung der Fernsehsignale von Bedeutung. Sie erfordern nämlich eigentlich Gleichstromverstärker oder sonstige Kunstschaltungen, damit bei der Wiedergabe im Empfänger auch tatsächlich diese Unterschiede vorhanden bleiben und die weißen und schwarzen Bildzeilen sich richtig aufbauen. Werden diese Gleichstromanteile durch Kopplungsglieder, die nur Wechselströme hindurchlassen, unterdrückt, so würden sich die Unterschiede langsam ausgleichen und Bildkontrast und Schärfe würden schlechter werden.

Bild 1,12. Wechselspannungserzeugung durch feine Bildeinzelheiten

Die Zeile *c* in Bild 1,08 gibt einen Schnitt durch die einzelnen Zaunlatten. Im Spannungsdiagramm entsteht dadurch über dem Weißpegel eine Wechselspannung mit rechteckiger Kurvenform, die ebenfalls übertragen werden muß. Je feinere Einzelheiten abgebildet werden sollen, desto höher ist die Frequenz der erzeugten Wechselspannung. Man verlangt dabei, daß sich in der waagerechten Zeilenrichtung ebensolche Feinheiten wiedergeben lassen, wie es in der senkrechten Richtung durch die Zeilenunterteilung möglich ist.

Das Fernsehbild ist 625 Zeilen hoch. Die Breite des Bildes verhält sich zur Höhe wie 4 : 3. Die zu übertragenden Bildpunkte sollen in beiden Richtungen gleiche Abmessungen haben. Auf eine Zeilenbreite entfallen also

$$625 \cdot \frac{4}{3} = \frac{2500}{3} = 833 \text{ Bildpunkte.}$$

Ein Bild mit 625 Zeilen enthält dann

$$625 \cdot 833 \approx 520\,000 \text{ Bildpunkte.}$$

Da während einer Sekunde 25 Bilder übertragen werden, ergibt dies

$$0{,}52 \text{ Mill.} \cdot 25 = 13 \text{ Mill. Bildpunkte je Sekunde.}$$

Bild 1,13. Höchste Übertragungsfrequenz

Wenn diese 13 Millionen aufeinanderfolgenden Bildpunkte zufällig abwechselnd schwarz und weiß sind, dann wechselt auch jedesmal der Strom vom Größtwert

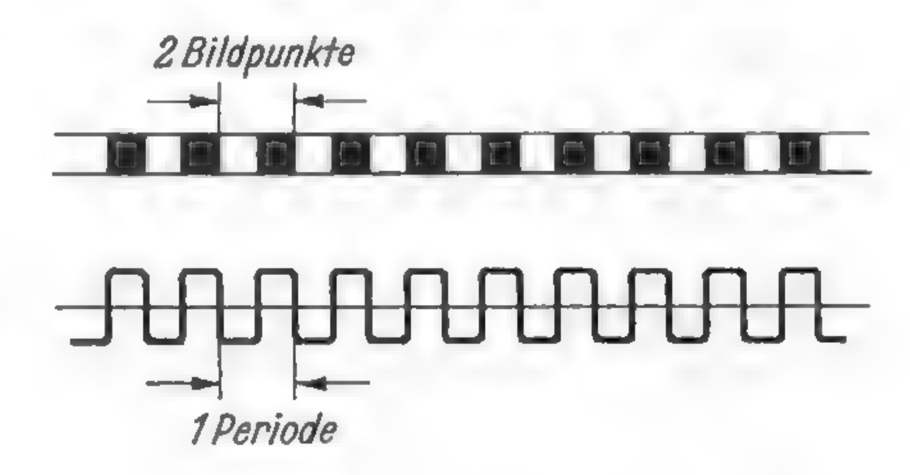


Bild 1,13
Entstehen einer Bildwechselspannung durch aufeinanderfolgende Bildpunkte wechselnder Helligkeit

zum Kleinstwert, d. h. aus zwei Bildpunkten entsteht eine Periode der Bildwechselspannung und damit eine Grundfrequenz von 13 : 2 = 6,25 MHz. In der Praxis ist dieser Extremfall nicht dauernd vorhanden. Bei gelegentlichem Auftreten von so feinen Bildeinzelheiten kann eine gewisse Unschärfe in Kauf genommen werden. Man beschränkt daher in der Fernsehnorm die höchste zu übertragende Frequenz auf 5 MHz. Fernsehverstärker müssen also praktisch ein Frequenzband vom Gleichstrom (siehe Bild 1,10 und 1,11) bis zu 5 MHz gleichmäßig verstärken, und darin besteht die große Schwierigkeit. Beim UKW-Rundfunk sind dagegen z. B. nur ± 75 kHz, also ein Frequenzband von 150 kHz Breite, zu übertragen.

Bild 1,14. Mit einem Signalgemisch modulierte Hochfrequenz

Die in den Bildern 1,09 bis 1,12 dargestellten Kurven stellen die sog. *Videofrequenz* dar (vom lateinischen *videre* = sehen). Sie besteht aus der Summe der eigentlichen Bildsignale und der Zeilen-, Raster- und Ausgleichsimpulse. Mit diesem von der Fernsehkamera gelieferten Signalgemisch wird die Hochfrequenz des Senders

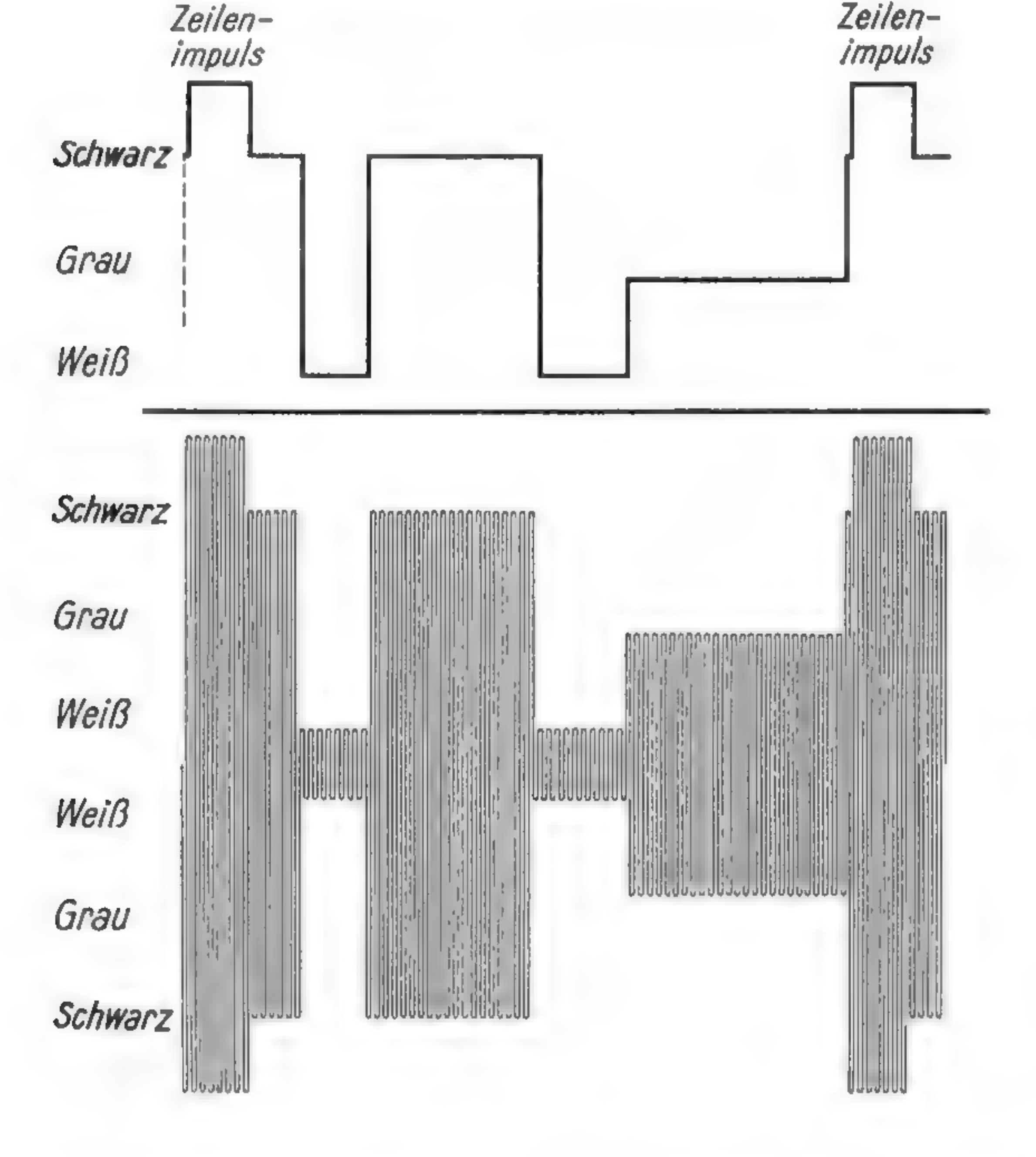


Bild 1,14
Um feinste Bildeinzelheiten zu übertragen, muß die Hf-Schwingungszahl des Senders bedeutend höher sein als die höchste im Bild vorkommende Frequenz

amplitudenmoduliert. Um alle Feinheiten des Bildsignals bis zur höchsten Frequenz von 5 MHz wiederzugeben, muß die Schwingungszahl des Senders ganz bedeutend höher liegen, damit auch auf die feinsten Spitzen im Videosignal, wie z. B. auf die feinen Zacken im Bild 1,12, mehrere Hf-Schwingungen entfallen. Außerdem sind nur bei hohen Frequenzen die Schwingkreise genügend breitbandig, um das Frequenzspektrum von 5 MHz zu übertragen (vgl. „Funktechnik ohne Ballast", 5. und weitere Auflage, Bild 3,09). Man hat sich daher beim Fernsehen für Trägerfrequenzen um

60 MHz, 200 MHz und 500 bis 800 MHz, also für etwa 5 m, 1,5 m und 40 bis 60 cm Wellenlänge, entschieden.

Auch im modulierten Hf-Signal entsprechen die Schwarzwerte den größten Amplituden. Dies hat den Vorteil, daß Störspitzen, z. B. von Automobilzündfunken, die sich der Hf-Schwingung überlagern, zum überwiegenden Teil in das Dunkelgebiet fallen und im Bild als schwarze Stellen erscheinen. Diese schwarzen Flecke stören weniger als weiße Löcher, wie sie bei umgekehrter Modulation auftreten würden.

Der Schwarzwert oder die *Schwarzschulter* ist ein wichtiger Bezugspunkt für den Bildaufbau im Fernsehempfänger. Der Schwarzwert läßt sich elektrisch im Signal stets eindeutig definieren, und durch besondere Schaltungen, die in den Bildern 5,20 und 5,21 behandelt werden, sorgt man dafür, daß dieser Spannungswert später auf dem Bildschirm stets einen konstanten Schwarzton bewirkt.

Bild 1,15. Frequenzverteilung beim Bild- und Tonsender

Bei der Amplitudenmodulation entsteht rechts und links vom Träger ein Seitenband bis zur Breite der höchsten Modulationsfrequenzen. Beim Fernsehsender würde also die Gesamtbreite ± 5 MHz = 10 MHz betragen. Da aber im Empfänger *ein* Seitenband genügt, um nach der Gleichrichtung das ursprüngliche Signal zu erhalten, wird das untere Seitenband im Sender teilweise unterdrückt und gar nicht erst ausgestrahlt. Dadurch ist es möglich, mehr Sender in den zugewiesenen Bereichen unterzubringen.

Außer dem Bildsender ist noch ein zweiter Sender für den zugehörigen Ton erforderlich. Er arbeitet jeweils auf einer um 5,5 MHz höheren Frequenz mit der vom UKW-Rundfunk bekannten Frequenzmodulation. Der Frequenzhub für 100 %

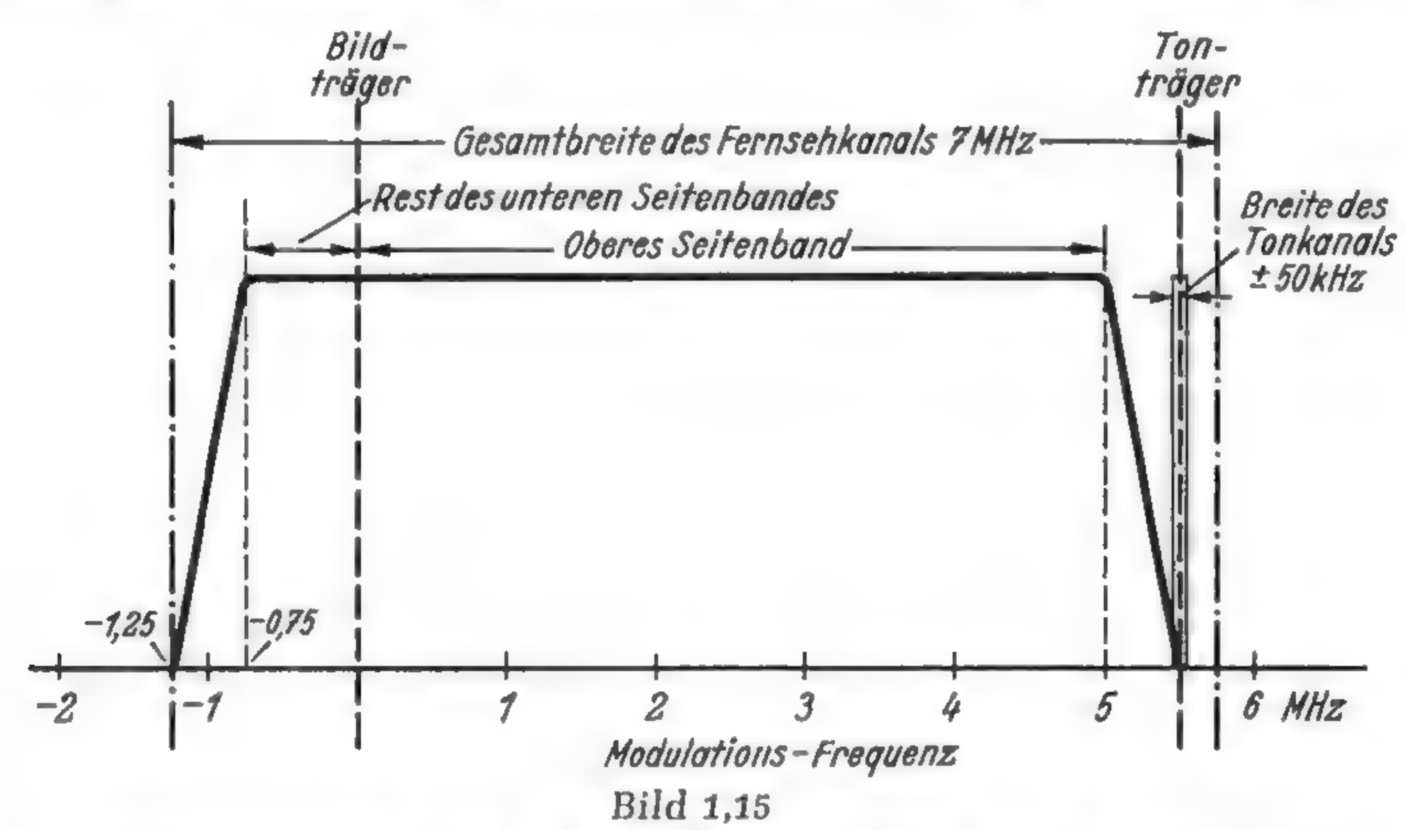


Bild 1,15

Bandabgrenzungen des Bild- und Tonsenders eines Fernsehkanals

Modulation beträgt hierbei ± 50 kHz. Er nimmt also gegenüber der breiten Bildmodulation ein relativ schmales Band ein. Infolge der unterschiedlichen Modulationsarten ergeben sich im Empfänger weniger Störmöglichkeiten zwischen Ton- und Bildfrequenzen. Die Kanalbreite für Bild- und Tonsender beträgt nach der europäischen Fernsehnorm in den Bereichen I und III je 7 MHz. In den Dezimeterwellenbereichen IV und V wurde die Kanalbreite im Hinblick auf das Farbfernsehen zu 8 MHz festgelegt. Die einzelnen Frequenzen für die vier verschiedenen Bereiche sind in der *Tabelle* auf der folgenden Seite aufgeführt.

Trägerfrequenzen in MHz

Bereich	Kanal	Bild	Ton	Bereich	Kanal	Bild	Ton
I 41...68 MHz	2	48,25	53,75	V 606...790 MHz	38	Radioastronomie	
	3	55,25	60,75		39	615,25	620,75
	4	62,25	67,75		40	623,25	628,75
III 174...223 MHz	5	175,25	180,75		41	631,25	636,75
	6	182,25	187,75		42	639,25	644,75
	7	189,25	194,75		43	647,25	652,75
	8	196,25	201,75		44	655,25	660,75
	9	203,25	208,75		45	663,25	668,75
	10	210,25	215,75		46	671,25	676,75
	11	217,25	222,75		47	679,25	684,75
IV 470...582 MHz	21	471,25	476,75		48	687,25	692,75
	22	479,25	484,75		49	695,25	700,75
	23	487,25	492,75		50	703,25	708,75
	24	495,25	500,75		51	711,25	716,75
	25	503,25	508,75		52	719,25	724,75
	26	511,25	516,75		53	727,25	732,75
	27	519,25	524,75		54	735,25	740,75
	28	527,25	532,75		55	743,25	748,75
	29	535,25	540,75		56	751,25	756,75
	30	543,25	548,75		57	759,25	764,75
	31	551,25	556,75		58	767,25	772,75
	32	559,25	564,75		59	775,25	780,75
	33	567,25	572,75		60	783,25	788,75
	34	575,25	580,75				
	35	583,25	588,75				
	36	Radar					
	37	599,25	604,75				

Der Kanal 1 ist nur 6 MHz breit und wird nicht für den Fernsehfunk verwendet. Die Kanäle 36 und 38 sind für Radar und Radioastronomie vorbehalten. Damit sich Sender, die im gleichen Kanal arbeiten, weniger stören, werden die Bildträgerfrequenzen gegenüber den in der Tabelle angegebenen Werten um + 10,5 kHz oder − 10,5 kHz gegeneinander versetzt. Man nennt dies *Offset-Betrieb*. Die Kanalbezeichnung 23 lautet dann beispielsweise bei Versatz um + 10,5 kHz : 23_+ und bei Versatz um − 10,5 kHz : 23_-. Für den Nennwert ist auch der Index 0 üblich, also 23_0.

2. Bildröhren

Die Bildröhre im Empfänger

Bild 2,01. Tonübertragung – Bildübertragung

Stark vereinfacht stimmen Fernsehsender und -empfänger elektrisch mit normalen Rundfunksendern und -empfängern überein. Bei der Tonübertragung werden jedoch Schallschwingungen durch ein Mikrofon in entsprechende Wechselströme umgeformt und durch einen Lautsprecher in Schall zurückverwandelt (Bild 2,011).

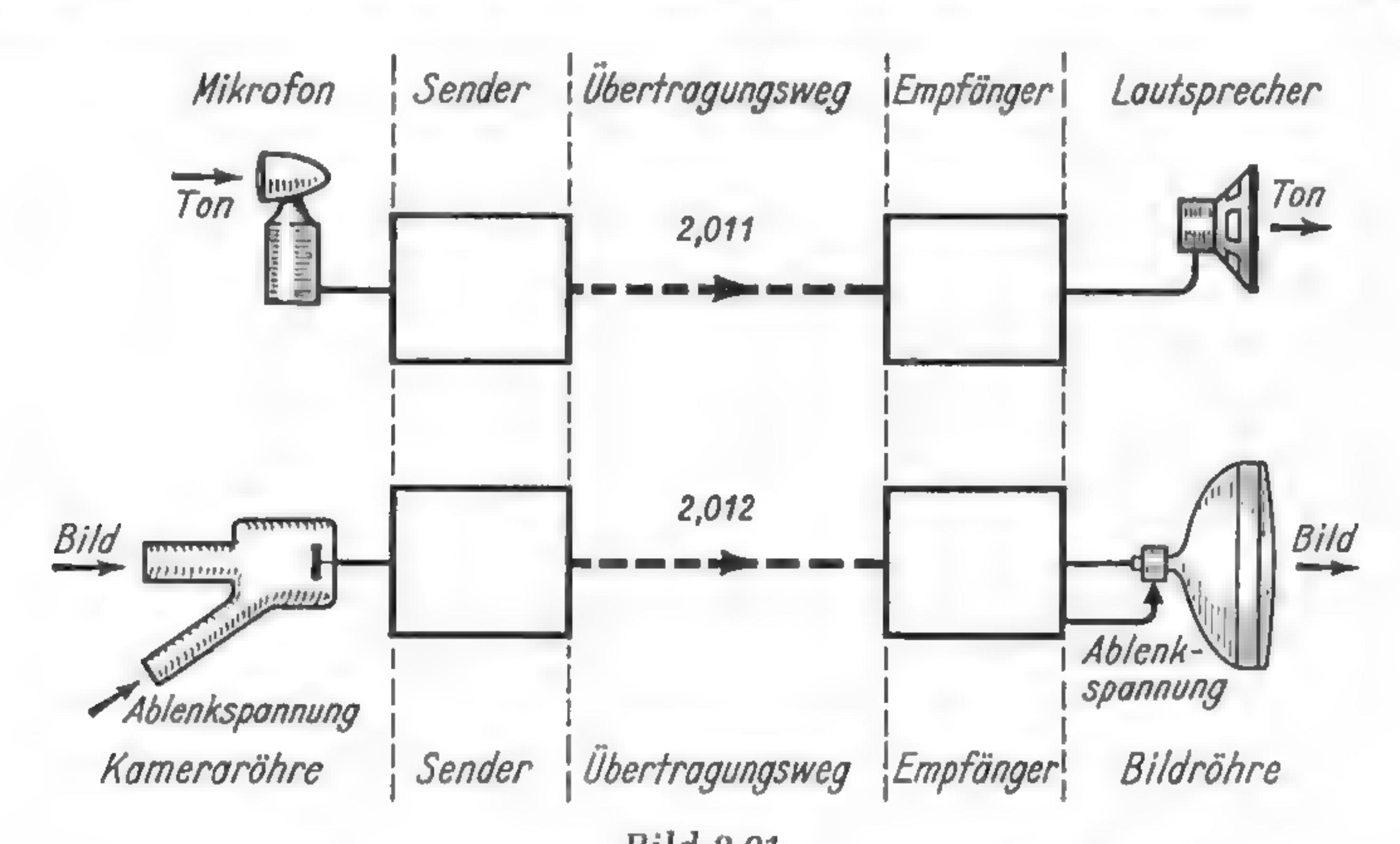


Bild 2,01
Kamera und Bildröhre beim Fernsehen entsprechen dem Mikrofon und dem Lautsprecher beim Hörrundfunk

Beim Fernsehen werden dagegen Lichtwerte mit Hilfe einer Kameraröhre (Bildaufnahmeröhre, Bildabtaströhre) in elektrische Stromschwankungen umgeformt und durch eine Bildröhre wieder in Lichtwerte zurückverwandelt (Bild 2,012). Hierbei sind jedoch zusätzliche Hilfsspannungen (Ablenkspannungen) für Zeilen- und Bildwechsel auf der Sender- und Empfängerseite erforderlich. Die Frequenzen der Bildwechselströme sind sehr hoch (nach Bild 1,13 bis zu 5 MHz). Zum Umformen in Lichtpunkte eignen sich deshalb nur Einrichtungen, die derart schnellen Änderungen folgen können, d. h. Elektronenstrahlröhren (Braunsche Röhren). – Dem Lautsprecher des Rundfunkempfängers entspricht die Bildröhre des Fernsehgerätes. Wir behandeln sie deshalb zuerst ausführlich und anschließend kurz die dem Mikrofon des Senders entsprechende Kameraröhre.

Bild 2,02. Die Elektronenstrahlröhre im Fernsehempfänger

Die Elektronenstrahlröhre im Fernsehempfänger entspricht den aus der Meßtechnik bekannten Oszillografenröhren.

Der Elektronenstrahl wird jedoch nicht durch elektrische, sondern durch magnetische Felder abgelenkt. Die Hauptteile der Bildröhre sind:

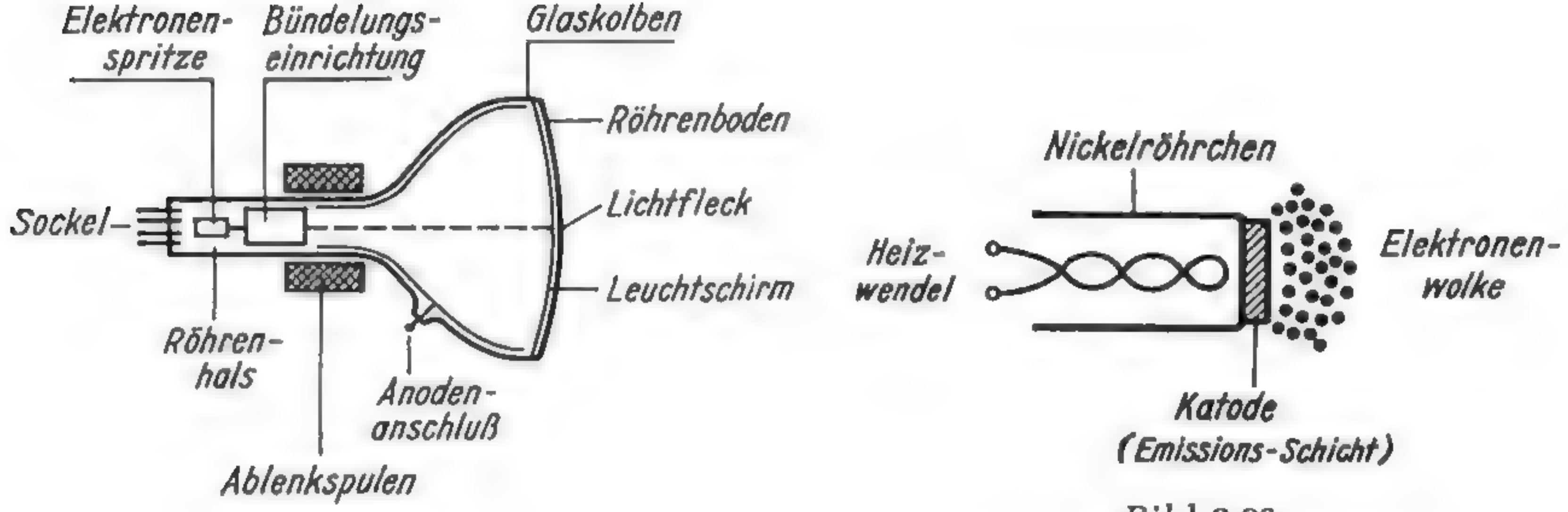


Bild 2,02
Hauptbestandteile einer Fernsehbildröhre

Bild 2,03
Indirekt geheizte Katode einer Oszillografen- oder Fernsehbildröhre

1. Die *Elektronenquelle*, sie strahlt ständig ein feines Elektronenbündel aus; man sollte sie deshalb „Elektronenspritze" nennen. Üblich ist jedoch der aus dem Englischen übersetzte Ausdruck „Elektronenkanone".

2. Die *Bündelungseinrichtung*, sie konzentriert den Strahl in der Bildschirmebene zu einem feinen Leuchtfleck.

3. Die rohrförmige *Anode*, sie erteilt den aus der Katode austretenden Elektronen die erforderliche Geschwindigkeit. Die Anode wird durch einen Grafitbelag innerhalb des trichterförmigen Teils des Kolbens fortgesetzt.

4. Die außen um den Röhrenhals liegenden *Ablenkspulen*, mit deren Hilfe der Elektronenstrahl horizontal und vertikal abgelenkt wird.

5. Der *Leuchtschirm* auf dem Röhrenboden.

Bild 2,03. Die Elektronenquelle der Bildröhre

Um den Elektronenstrom in der Bildröhre zu erzeugen, wird eine geheizte Katode mit einer emittierenden Schicht ähnlich wie in einer Verstärkerröhre verwendet. Da sich das Bild aus einzelnen Punkten aufbaut, muß auch eine annähernd punktförmige Katode verwendet werden. Auch bei Bildröhren wird der Heizfaden von der Katode elektrisch getrennt. Er sitzt in einem vorn geschlossenen Nickelröhrchen, auf dessen Stirnfläche sich die eigentliche Emissionsschicht mit 0,3 bis 1 mm Durchmesser befindet. Durch die Heizung werden aus dieser Schicht Elektronen herausgetrieben, sie umgeben zunächst die Katode als Elektronenwolke (Raumladung).

Bild 2,04. Die Bündelung durch den Wehnelt-Zylinder

Die Elektronenwolke soll zu einem Strahl ausgezogen werden. Man umgibt zu diesem Zweck die Katode im Abstand von einigen Zehntel Millimetern mit einer zylinderförmigen Kappe, die an ihrer vorderen Stirnfläche eine winzige Öffnung (Lochblende) enthält. Diese nach ihrem Erfinder *Wehnelt-Zylinder* genannte Elektrode ist negativ gegenüber der Katode vorgespannt und wirkt auf die Elektronen abstoßend wie das Steuergitter einer Röhre. Die Elektronen werden daher zur Achse hin zusammengedrängt und treten unter dem Einfluß einer Anodenspannung aus der engen Lochblende aus. Der Wehnelt-Zylinder dient aber auch als Steuerelektrode. Nähert sich die Spannung zwischen Katode und Wehneltzylinder dem Wert Null, so wird der Strahlstrom größer und der Lichtfleck heller. Wird sie sehr stark negativ, so wird der Strahl gänzlich unterdrückt, weil die Elektronen

infolge der stark abstoßenden Wirkung des Wehnelt-Zylinders gar nicht mehr aus der Katode austreten können. Wegen der Verwandtschaft zum Steuergitter einer Verstärkerröhre wird der Wehnelt-Zylinder ebenfalls mit Gitter 1 (g_1) bezeichnet.

Bild 2,05. Verlauf des Strahlstromes

Die Verwandtschaft zur Verstärkerröhre wird besonders deutlich bei einem Kennlinienbild, das den Strahlstrom in Abhängigkeit von der negativen Spannung am Wehneltzylinder zeigt. Die Kennlinien verlaufen genau wie die Gitterspannungskennlinien einer Triode oder Pentode, und sie verschieben sich annähernd parallel,

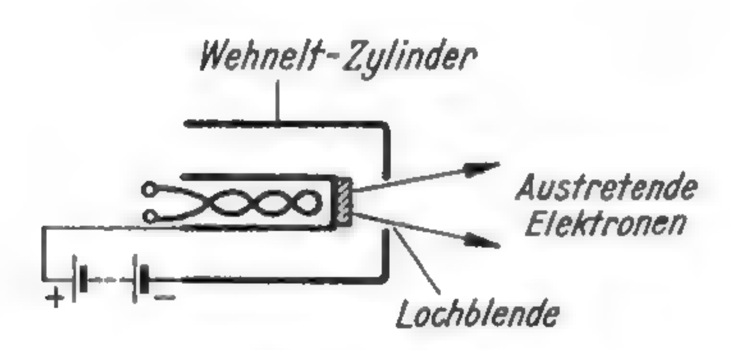


Bild 2,04
Der Wehnelt-Zylinder läßt die Elektronen nur durch eine enge Blende austreten

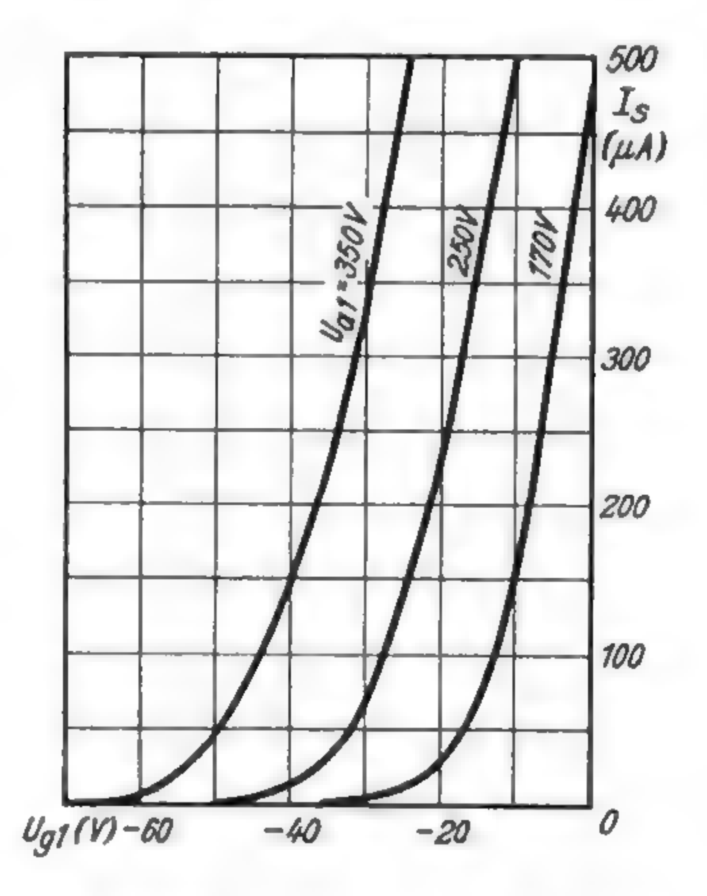


Bild 2,05
Der Strahlstrom einer Fernsehbildröhre verläuft wie der Anodenstrom einer Verstärkerröhre

wenn die Anoden- oder Schirmgitterspannung geändert wird. Die Anoden- bzw. Strahlströme einer Bildröhre sind allerdings viel kleiner, sie liegen maximal bei einigen hundert Mikroampere.

Bild 2,06. Kraftfelder

Die Schwerkraft wirkt an allen Punkten der Erde stets senkrecht und läßt sich durch die zum Erdmittelpunkt M zusammenlaufenden *Schwerkraftlinien* andeuten. Ruhende oder bewegte Gegenstände werden von dieser Schwerkraft angezogen und fallen senkrecht in Richtung der Schwerkraftlinien nach unten oder werden

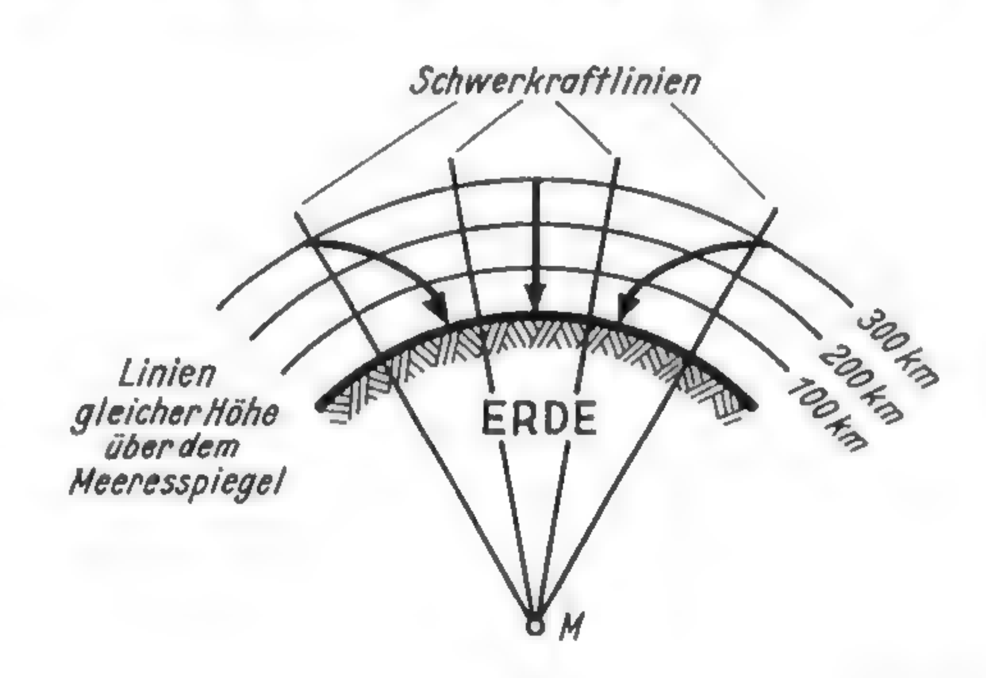


Bild 2,06
Die Schwerkraftlinien der Erde stehen senkrecht auf dem Meeresspiegel oder auf Linien gleichen Abstandes davon; im Schwerkraftfeld befindliche Gegenstände werden in Richtung der Kraftlinien angezogen

in diese Richtung umgelenkt, selbst wenn sie zunächst eine andere Eigenbewegung haben (schräg emporgeworfene Steine, Geschosse usw.). – Man merke sich also:

1. *Schwerkraftlinien verlaufen stets senkrecht zu den Flächen mit gleichem Niveau vom Ursprungsort der Kraft aus.*

2. *In einem Kraftfeld befindliche Körper werden in die Richtung der Kraftlinien gezogen.*

Bild 2,07. Elektrische Kraftlinien

Ein elektrisches Kraftfeld bildet sich zwischen den Platten eines Kondensators. Um die Richtung der Kraftlinien zu bestimmen, konstruiert man einige Linien *gleicher Spannungshöhe* (entsprechend den Linien gleicher Niveauhöhe beim

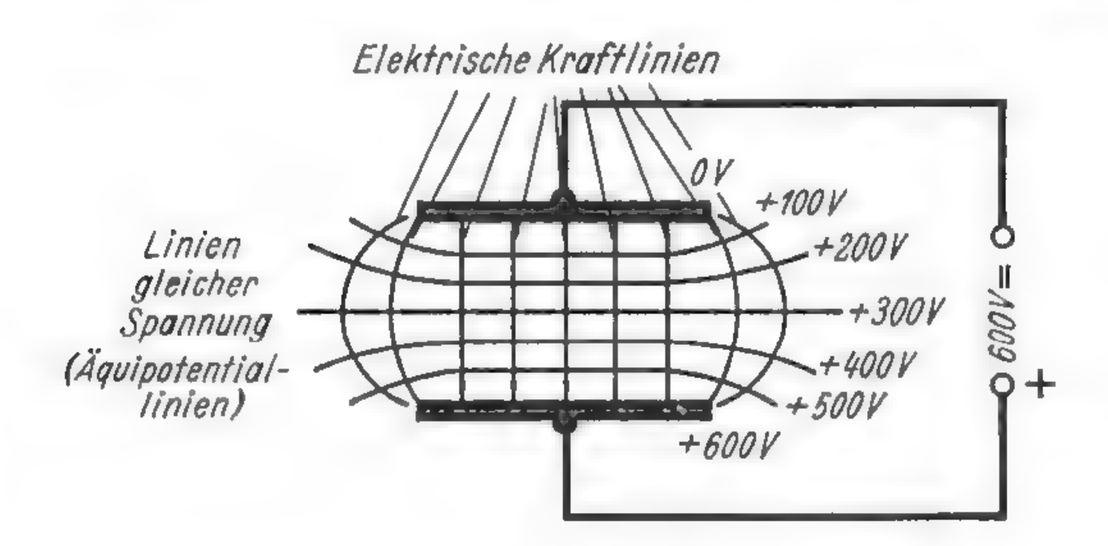


Bild 2,07
Elektrische Kraftlinien stehen senkrecht auf den Linien gleicher Spannung; im Kraftfeld befindliche Elektronen werden in Richtung der Kraftlinien gelenkt

Schwerkraftfeld). Sie werden hier *Äquipotentiallinien* genannt. Genau in der Mitte zwischen den beiden Platten wird z. B. die halbe angelegte Spannung herrschen, hier also + 300 V. An den Rändern überwiegt der Einfluß der näher liegenden Platte, die Potentiallinien werden dort herumgebogen. *Die elektrischen Kraftlinien stehen ebenfalls an allen Schnittpunkten senkrecht auf diesen Äquipotentiallinien.* An den gekrümmten Stellen stehen die kurzen, als geradlinig zu betrachtenden Kurvenstücke senkrecht aufeinander. *In ein elektrisches Kraftfeld gelangende Teilchen, z. B. negative Elektronen, werden auch hier in die Richtung dieser Kraftlinien abgedrängt.*

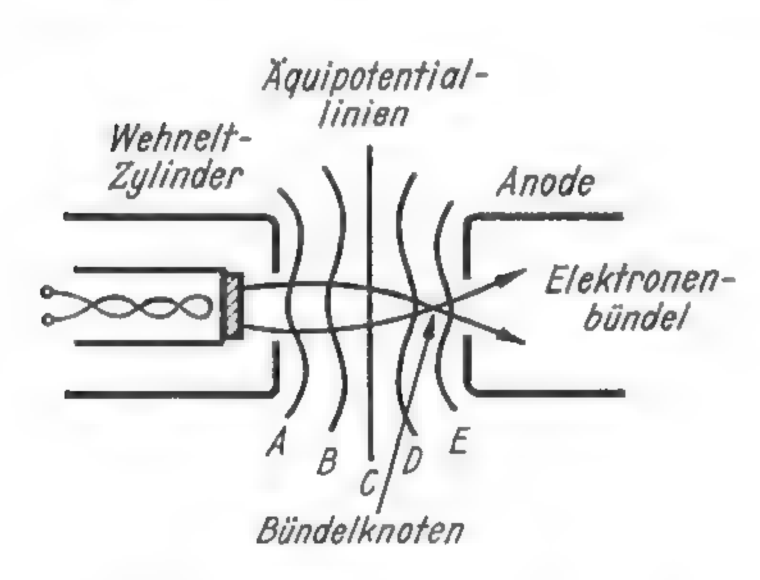


Bild 2,081
Zwischen Wehnelt-Zylinder und Anode bilden sich schalenförmig gekrümmte Kraftfelder aus

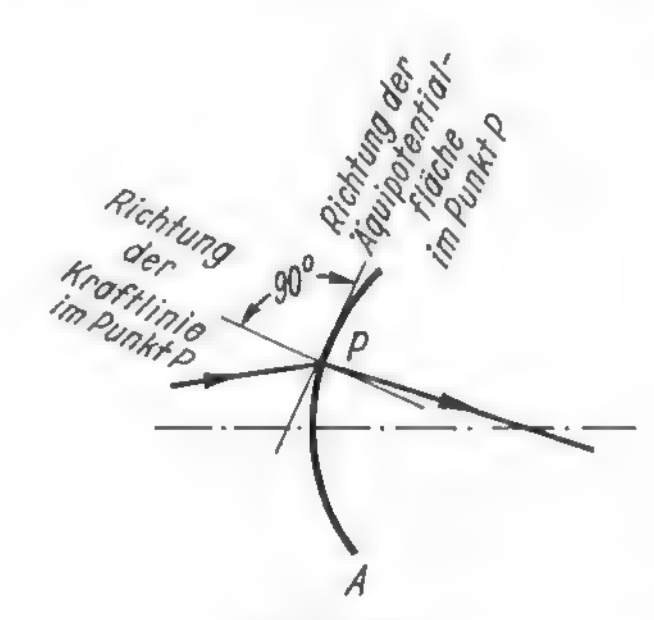


Bild 2,082
Schräg auf die Potentialfläche treffende Elektronen werden in die Richtung der senkrecht dazu verlaufenden Kraftlinien abgedrängt

Bild 2,08. Sammlung der Elektronen in einer Bildröhre

In einigem Abstand vom Wehnelt-Zylinder einer Bildröhre wird die rohrförmige Anode angeordnet. Sie erhält eine positive Spannung und bildet mit dem Wehnelt-Zylinder einen Kondensator. Die zwischen dessen beiden Polen entstehenden Potentiallinien krümmen sich in die Lochblenden hinein (Bild 2,081), ebenso wie sie sich in Bild 2,07 um die äußeren Kanten herumkrümmten. Da Wehnelt-Zylinder und Anode rohrförmige Körper sind, ergeben sich in Wirklichkeit nicht nur Potentiallinien, sondern schalenförmige Äquipotentialflächen. – Die aus dem Wehnelt-Zylinder austretenden Elektronen werden nun in die Richtung der elektrischen Kraftlinien gedrängt, versuchen also, möglichst senkrecht durch die Potentialflächen zu fliegen (Bild 2,082). Bereits an der vorderen Äquipotentialfläche A werden sie deshalb so stark zur Mitte hingebogen, daß sich alle Elektronen anschließend an einem Punkt (Bündelknoten) auf der Mittelachse kreuzen.

Bild 2,09. Elektrostatische Fokussierung

Hinter dem Kreuzungspunkt laufen die Elektronen jedoch wieder auseinander, und sie würden auf dem Leuchtschirm einen Fleck von mehreren Zentimetern Durchmesser erzeugen. Um die Elektronen auf einen Punkt zu konzentrieren, benutzt

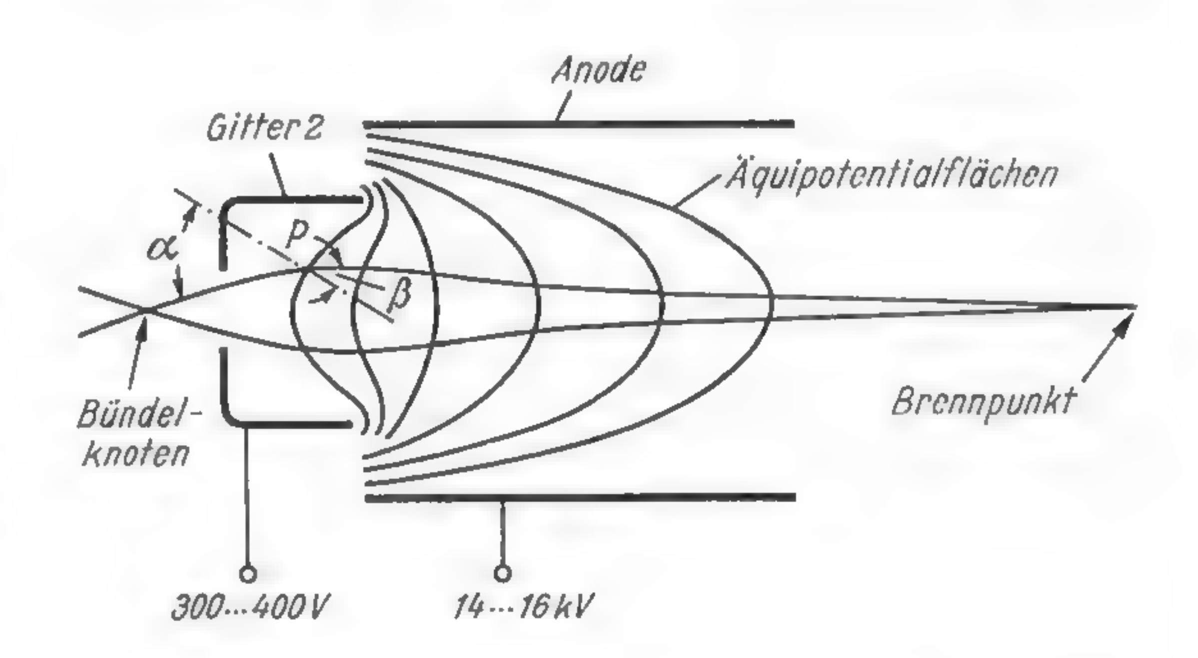


Bild 2,091
Zwischen zwei aufeinanderfolgenden rohrförmigen Anoden mit verschiedener Spannung entsteht ebenfalls ein elektrisches Feld, es sammelt die Elektronenstrahlen zu einem scharfen Brennpunkt auf dem Bildschirm

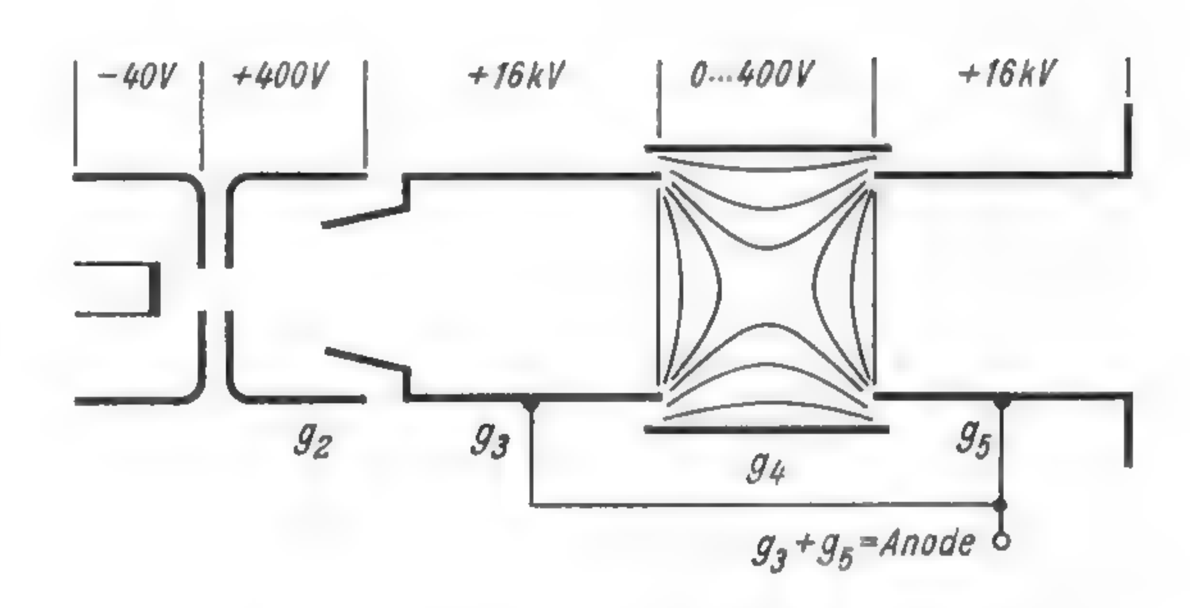


Bild 2,092
Feinfokussierung durch Unterteilung des Anodenzylinders in zwei Rohrstücke g_3 und g_5

man ebenfalls elektrische oder auch magnetische Felder. Bei Röhren mit elektrostatischer Fokussierung ordnet man nach Bild 2,091 hinter der ersten eine zweite rohrförmige Anode an und gibt der ersten eine wesentlich kleinere Spannung als der zweiten. Die erste Anode entspricht nunmehr dem Schirmgitter einer Verstärkerröhre und wird deshalb als Gitter 2 (g_2) bezeichnet. Bei der Bildröhre AW 59–90

betragen z. B. $U_{g2} = +400\,\text{V}$ und $U_a = +16\,\text{kV}$. Zwischen Gitter 2 und Anode bilden sich nun ebenfalls schalenförmige Potentialflächen. Wegen des größeren Durchmessers der eigentlichen Anode verlaufen die Flächen dort in größeren Rundungen. Trifft ein Strahl beim Punkt P im Winkel α schräg auf die erste stark gekrümmte Potentialfläche, so wird er zu der senkrecht auf dieser Fläche stehenden elektrischen Kraftlinie hingebogen. Der Strahl tritt daher in einem kleineren Winkel β aus der Schale heraus. Dieser Vorgang wiederholt sich an den nächsten dicht hintereinander liegenden Flächen, so daß sich alle Strahlen zu einem spindelförmigen Bündel konzentrieren. Sie laufen an den rechts liegenden entgegengesetzt gekrümmten Flächen nicht mehr auseinander, weil das Bündel hier schon so schmal ist, daß es praktisch durch den Mittelpunkt der Schalen geht und daher nicht mehr abgelenkt wird.

Diese Anordnung wirkt also wie eine Sammellinse (Brennglas) für sichtbare Lichtstrahlen und wird daher *elektrische Linse* genannt. Sie sammelt die vom Bündelknoten ausgehenden Elektronenstrahlen und vereinigt sie zu einem Brennpunkt. Dem Gitter 2 und der Anode gibt man in der Praxis eine etwas andere Form und legt sie an feste Spannungen. Das Röhrensystem ist so konstruiert, daß sich mit diesen Spannungen ein Brennpunkt auf dem Bildschirm ergibt. Um jedoch Toleranzen auszugleichen und die äußerste Schärfe einstellen zu können, sieht man noch eine *Feinfokussierung* vor. Der Anodenzylinder wird dazu nach Bild 2,092 in zwei Rohrstücke g_3 und g_5 unterteilt, und eine vierte Elektrode g_4 wird über der Lücke angeordnet. An diese Elektrode legt man eine von 0 V bis etwa + 400 V veränderliche Spannung. Diese niedrige Spannung versucht in die Lücke zwischen den beiden Rohrstücken ihr Potential hineinzuschieben. Dadurch entstehen an den auf 16 kV aufgeladenen Rohrstücken ein System aus zwei etwa plankonvexen Sammellinsen. Durch Verstellen der Spannung an g_4 ändert sich die Brennweite dieses Linsensystems. Man stellt damit erstmalig im Werk oder nach dem Auswechseln einer Bildröhre die optimale Schärfe ein. Die Fokussierelektrode g_4 dieser *Schmalbündeloptik* sowie die gesamte Systemkonstruktion ergeben zwei Vorteile:
1. Der Leuchtpunkt des nun nadelfeinen Strahls bleibt auch bei größter Ablenkung bis zum Rand des Bildschirmes scharf (obgleich der Weg bis zum Bildrand wesentlich länger als zur Bildmitte ist).

2. Die Röhreneigenschaften werden unabhängig von Spannungsschwankungen, die Schärfe bleibt konstant.

Bild 2,10. Schaltsymbole für Bildröhren

Das vorstehend besprochene Bildröhrensystem stellt man in Schaltungen wie ein Röhrensystem mit den Gittern g_1 bis g_5 dar (Bild 2,101). Wegen der hohen Anodenspannung (14...18 kV) ist der Anodenanschluß g_{3+5} weit entfernt von den übrigen Elektroden an der Glaswand des Kolbens herausgeführt, während die anderen Anschlüsse zu einem Stiftsockel vereinigt sind. Die Elektrode g_{3+5} bzw. die Anode setzt sich vom System aus in einem leitenden, aus Grafit bestehenden Innenbelag

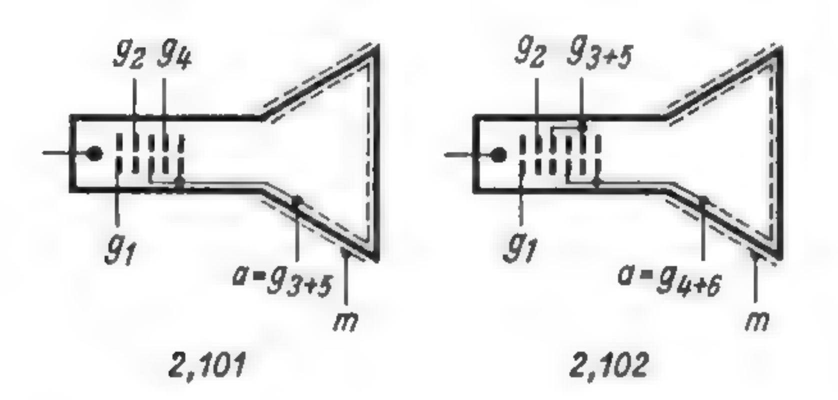


Bild 2,10
Schaltsymbole von Bildröhren;

Bild 2,101		*Bild 2,102*	
AW 43–88 AW 53–88	1959	AW 43–80 AW 53–80	1957
AW 47–90 AW 59–90	1960		

des Kolbens fort. Der Kolben ist ferner außen metallisiert und erhält einen Masseanschluß m. Die Heizfädenanschlüsse werden im Schaltsymbol meist weggelassen und erscheinen nur in einem Heizkreisschema an anderer Stelle der Gesamtschaltung des Empfängers.

Bei früheren Ausführungen von Bildröhren (AW 53–80) wurde nach Bild 2,102 die Fokussier-Elektrode ebenfalls in zwei Rohrstücke unterteilt, die gegen die beiden Rohre der Anode versetzt waren. Entsprechend der Reihenfolge im System stellt hier g_{3+5} die Fokussier-Elektrode und g_{4+6} die Anode dar.

Bild 2,11. Magnetische Fokussierung

Um das auseinanderstrebende Elektronenbündel zu konzentrieren, wurde früher auch ein ringförmiges magnetisches Feld verwendet. Um es zu erzeugen, legte man außen um den Hals der Röhre eine Spulenwicklung. Sie war mit einer Eisenabschirmung versehen, die auf der Innenseite einen schmalen, ringförmigen Luftspalt besaß. Durch die Spule wurde ein Gleichstrom geschickt. Ein solcher Strom erzeugt

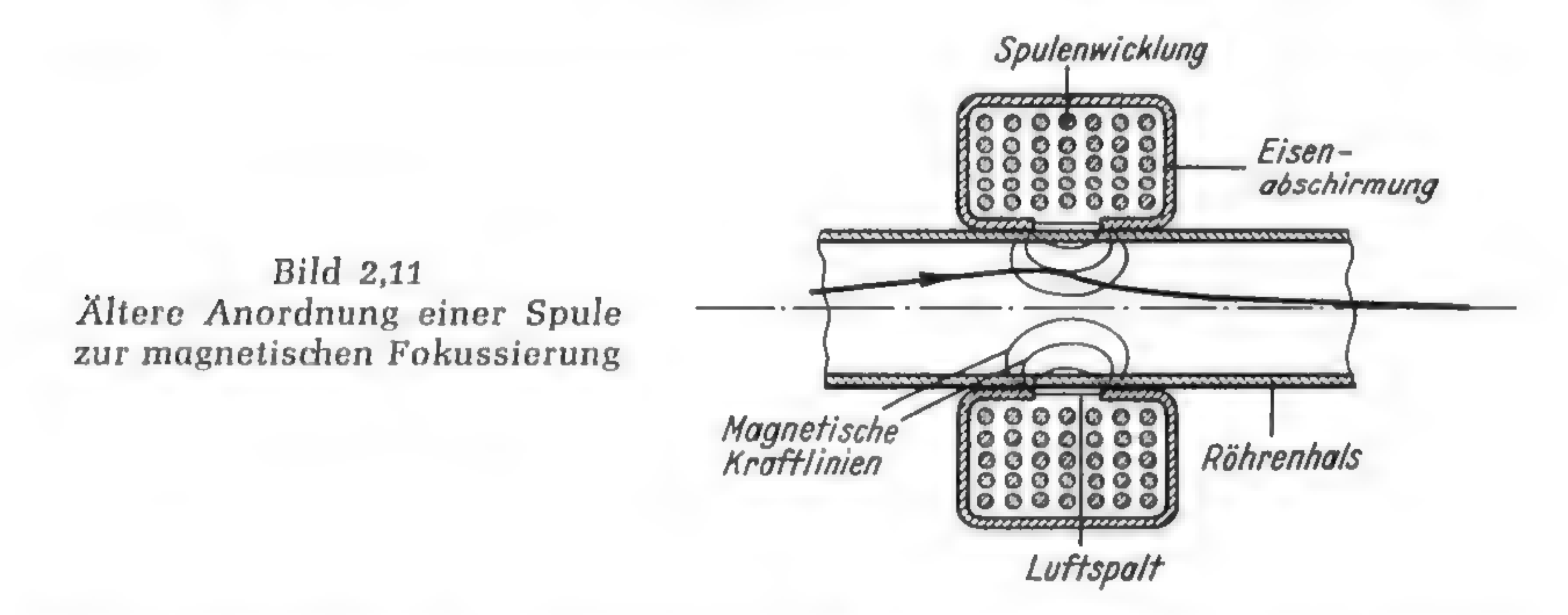


Bild 2,11
Ältere Anordnung einer Spule zur magnetischen Fokussierung

ein magnetisches Feld, dessen Kraftlinien vom Luftspalt aus in das Innere der Röhre eindringen. Dieses ringförmige magnetische Feld hat die gleiche Wirkung wie die elektrostatische Linse in Bild 2,09. Die Elektronen werden ebenfalls zur Achse hingelenkt und laufen im Brennpunkt auf dem Bildschirm zusammen. Die Ursache für diese Ablenkung beruht auf der physikalischen Erscheinung, daß ein Strom (hier der Elektronenstrom) in einem Magnetfeld eine Bewegung erfährt, so wie es bei vielen anderen technischen Vorgängen, z. B. bei der Schwingspule eines Lautsprechers, der Fall ist. Die schräg in das Magnetfeld eindringenden Elektronen werden hierdurch zu einer schraubenförmigen Bewegung gezwungen und nähern sich dabei der Achse.

Um den Brennpunkt auf dem Schirm scharf einzustellen, kann man entweder die Spule auf dem Hals der Röhre verschieben oder die Stromstärke in der Spule verändern.

Bild 2,12. Fokussiermagnete

Ähnlich wie beim Lautsprecherbau ging man auch bei den Bildröhren dazu über, den Elektromagneten der Fokussiereinheit durch einen Permanentmagneten zu ersetzen. Man verwendete dazu zwei entgegengesetzt polarisierte Ferroxdure-Ringe. Dadurch ersparte man Kupfer und elektrische Leistung, und die Anordnung wurde unempfindlich gegen Spannungsschwankungen. Zur Schärfeeinstellung wurde der Abstand der beiden Ringmagnete und dadurch die magnetische Feldstärke verändert.

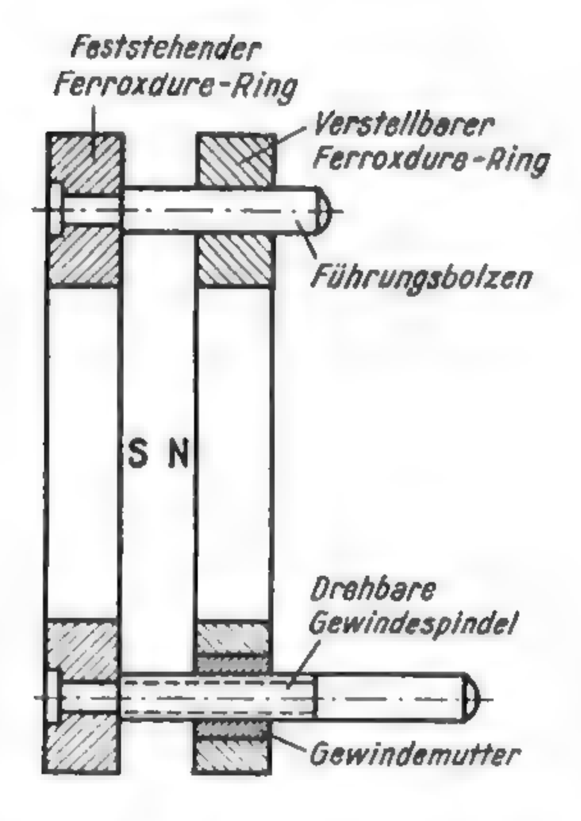


Bild 2,12
Fokussiereinrichtung, bestehend aus zwei im Abstand veränderlichen Ferroxdure-Ringen

Bild 2,13. Prinzip der Ablenkspulen

Mit den bisher besprochenen Einrichtungen wird auf der Mitte des Leuchtschirmes der Bildröhre ein Lichtfleck erzeugt, dessen Helligkeit und Schärfe sich einstellen lassen. Zum Aufbau des Fernsehbildes muß der Lichtfleck jedoch zeilenweise über die Bildfläche geführt werden. Zu diesem Zweck wird der Elektronenstrahl durch magnetische Wechselfelder aus seiner axialen Richtung waagerecht und senkrecht abgelenkt.

Man ordnet deshalb für eine Ablenkrichtung an zwei gegenüberliegenden Seiten des Röhrenhalses je eine Spule so an, daß die Achsen der beiden Spulen *in einer gemeinsamen Flucht* liegen. Die Wicklungen werden so in Reihe geschaltet, daß sie als eine durchgehende Spule wirken, die lediglich in der Mitte auseinandergezogen ist.

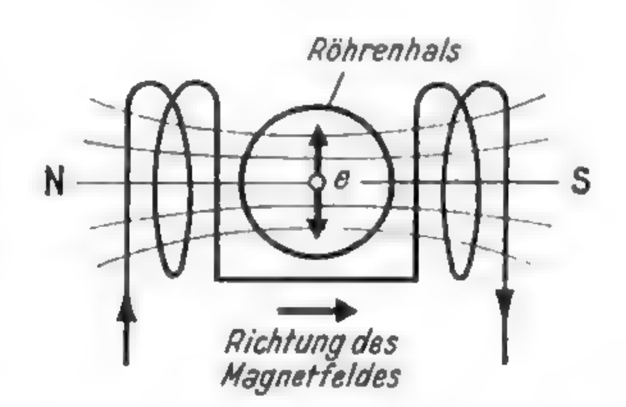


Bild 2,13
Richtung des Magnetfeldes und Bewegungsrichtung des Elektronenstrahles

Schickt man durch diese Anordnung einen Gleichstrom, so entsteht ein langgestreckter Elektromagnet, bei dem beispielsweise der Nordpol links liegt. Zwischen den beiden Teilspulen bildet sich quer zum Röhrenhals und zur Elektronenflugrichtung ein gleichmäßiges magnetisches Kraftfeld aus. Der Elektronenstrom e erfährt durch dieses Magnetfeld ebenfalls eine Ablenkung (vgl. Bild 2,11), und zwar nach der *Dreifingerregel* des Elektrotechnikers senkrecht zum Magnetfeld und senkrecht zur Stromrichtung, d. h. der Strahl wird hier entweder nach oben oder nach unten abgelenkt. Speist man die Spulen mit Wechselstrom, so wird der Lichtfleck mit der gleichen Frequenz hin- und hergeführt und bildet eine leuchtende Linie.

Bild 2,14. Sattelspulen

Die Grundform eines solchen Ablenkspulenpaares ist nach Bild 2,141 etwa rechteckförmig. Je dichter die Spulen an den Röhrenhals herangebracht werden, um so kräftiger wird das Magnetfeld, und die Kraftlinien verlaufen besser parallel. Man

formt deshalb die rechteckigen Spulen so, daß sie nach Bild 2,142 unmittelbar am Röhrenhals anliegen. Um auch entsprechend Bild 1,02 einen Vorschub senkrecht zur Zeileneinrichtung zu erhalten, wird ein zweites Spulenpaar um 90° versetzt zum ersten zusätzlich angeordnet. Das eine Paar bildet dann die Zeilenablenkspulen, das andere die Bildablenkspulen. Durch besondere Ausbildung der Form der Wicklung wird erreicht, daß die Bildzeilen möglichst geradlinig bis zum Bildrand verlaufen und auch bis in die Ecken des Bildes scharf sind. Wegen ihrer eigenartigen Form werden die hier im Prinzip dargestellten Spulen *Sattelspulen* oder *Pantoffelspulen* genannt.

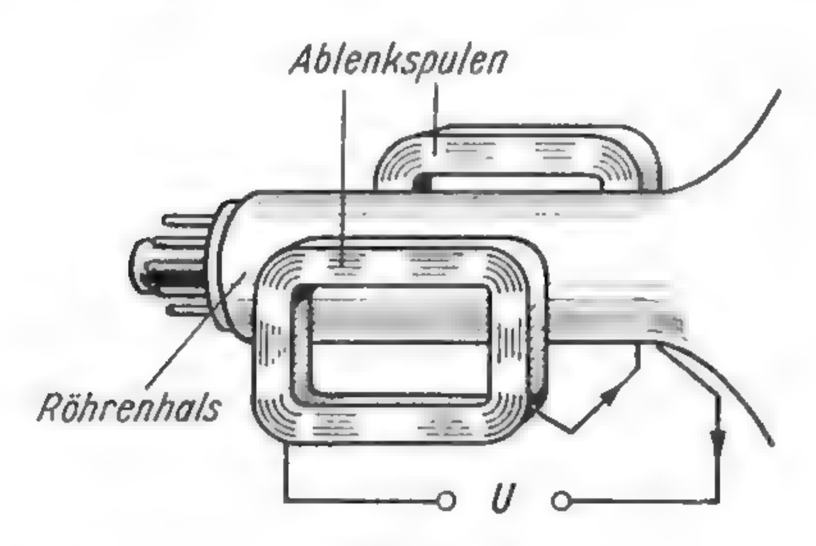


Bild 2,141
Ablenkspulenpaar zum Erzeugen eines quer durch den Röhrenhals laufenden magnetischen Feldes

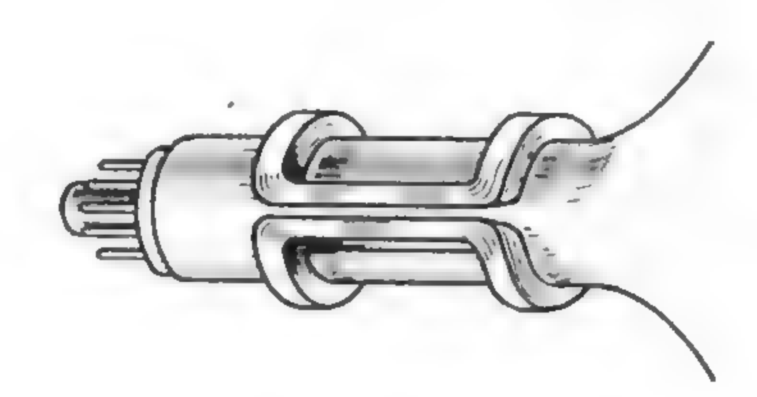


Bild 2,142
Praktische Ausführung von Ablenkspulen, sie werden eng um den Röhrenhals herumgelegt

Bild 2,15. Toroid-Spulen

Neben der Sattelspule gibt es noch eine zweite Spulenform, mit der sich ein Magnetfeld quer durch den Röhrenhals erreichen läßt. Nach Bild 2,151 ordnet man im Prinzip zwei Spulen seitlich vom Röhrenhals so an, daß ihre Achsen *parallel* zueinander stehen. Die Wicklungen werden so verbunden, daß beim Durchschicken eines Gleichstromes z. B. bei beiden Spulen oben ein Nordpol entsteht. Die Kraftlinien beider Spulen vereinigen sich dann im Innern des Röhrenhalses wieder zu einem Magnetfeld mit in gleicher Richtung verlaufenden Kraftlinien. Dieses Feld lenkt, ebenfalls nach der Dreifingerregel, den Strahl senkrecht zur Strahlrichtung und senkrecht zu den Kraftlinien ab. Damit ergibt sich die gewünschte Bewegung des Leuchtfleckes, und zwar in diesem Fall in horizontaler Richtung.

In der Praxis unterteilt man jede Spule nochmals und ordnet insgesamt vier Teilspulen in der in Bild 2,152 dargestellten Weise auf einem Ferritring an. Diese Spulen nennt man im Gegensatz zu Sattelspulen *Toroid*-Spulen (Torus = Ringkörper).

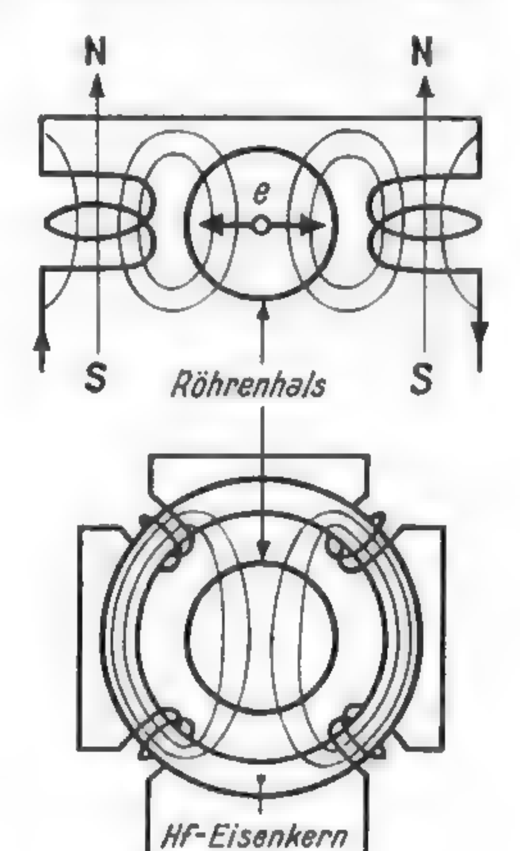


Bild 2,151
Andere Anordnung der Ablenkspulen

Bild 2,152
Toroid-Spulen, bestehend aus zwei Spulenpaaren auf einem Eisenring

Im Fernsehempfänger kommt es sehr darauf an, daß die magnetischen Feldlinien der Ablenkspulen vollkommen parallel innerhalb der Bildröhre verlaufen, andernfalls wird das Bild *kissenförmig* oder *tonnenförmig* verzeichnet. Um diese Fehler zu vermeiden, sieht man je nach den Erwägungen und Berechnungen des Entwicklungs-Ingenieurs Sattelspulen, Toroid-Spulen oder sogar eine Kombination von beiden vor, z. B. Sattelspulen für die Horizontal- und Toroid-Spulen für die Vertikalablenkung. Auch durch besonderen Verlauf des Wickelquerschnittes lassen sich bestimmte Feldverzerrungen ausgleichen. *Cosinus-Spulen* ist die Bezeichnung für eine bestimmte Ausführungsform nach diesem Prinzip. Außerdem lassen sich kissenförmige Verzeichnungen durch zusätzliche kleine Permanentmagnete am Bildröhrenkolben ausgleichen.

Bild 2,16. Ablenkeinheit

Das Bild zeigt eine Ablenkeinheit für elektrostatisch fokussierte Bildröhren mit großem Ablenkwinkel (Valvo). Zur Vertikalablenkung werden Toroidspulen verwendet. Sie sind auf einen teilweise konischen Ferritring gewickelt. Er umfaßt auch die Horizontalspulen und verlegt die Ablenkfelder weit nach vorn zum Bildkolben. Die Spulen für die Vertikalablenkung sind als weitausladende Sattelspulen ausgeführt. Die gesamte Spulenform ist so durchgebildet, daß sich ein gleichmäßig scharfes Raster über die gesamte Bildfläche hinweg ergibt. Zwei fest eingestellte kleine Magnete *K* dienen zum Entzerren der sogenannten Kissenverzeichnung.

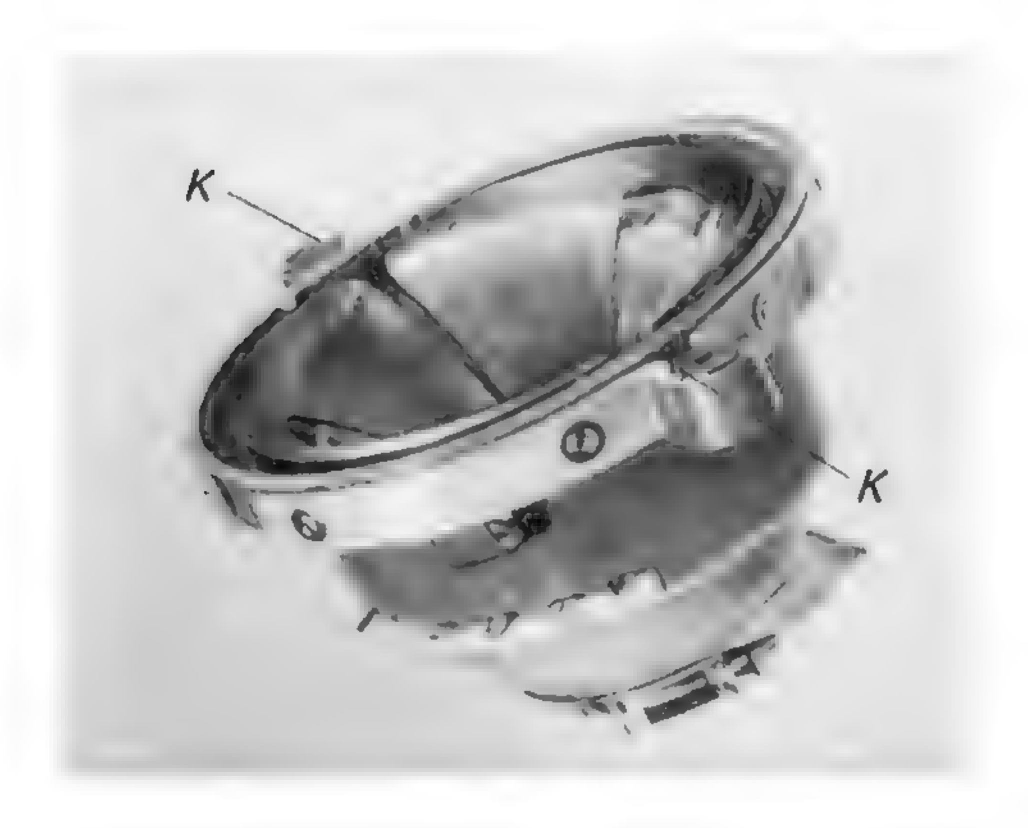


Bild 2,16
Ansicht eines Ablenkspulensatzes; K = Korrekturmagnete

In den Horizontalablenkspulen entstehen sehr hohe Spannungsspitzen, die Durchschläge zwischen den einzelnen Windungen verursachen können, wenn die Lackisolation schadhaft ist. Die Sattelspulen werden deshalb durch komplizierte Spezialmaschinen gleich in der endgültigen Form gewickelt, denn ein nachträgliches Biegen und Formen bringt die Gefahr, daß an den Biegestellen und Drahtkreuzungen feinste Risse im Lack entstehen, so daß die Hochspannung dort durchschlägt.

Bild 2,17. Ältere Ablenk- und Fokussiereinheit

Früher wurden die Fokussiermagnete mit den Ablenkeinrichtungen zu einem Bauteil vereinigt. Das Foto zeigt eine solche Ablenk- und Fokussiereinheit. Innerhalb der zylindrischen Abschirmung links sieht man die Stirnfläche der Ablenkspulen mit

ihrer charakteristischen Form. Rechts befinden sich die beiden in Bild 2,12 besprochenen Ferroxdure-Ringe, von denen der äußere zur Fokussierung verstellbar ist. Die elektrischen Anschlüsse der Horizontal- und Vertikal-Ablenkspulen sind über ein Kabel an einen Stecker geführt. Beim Auswechseln der Bildröhre brauchen daher die Verbindungen zu den Ablenkspulen nicht abgelötet zu werden. Die gesamte

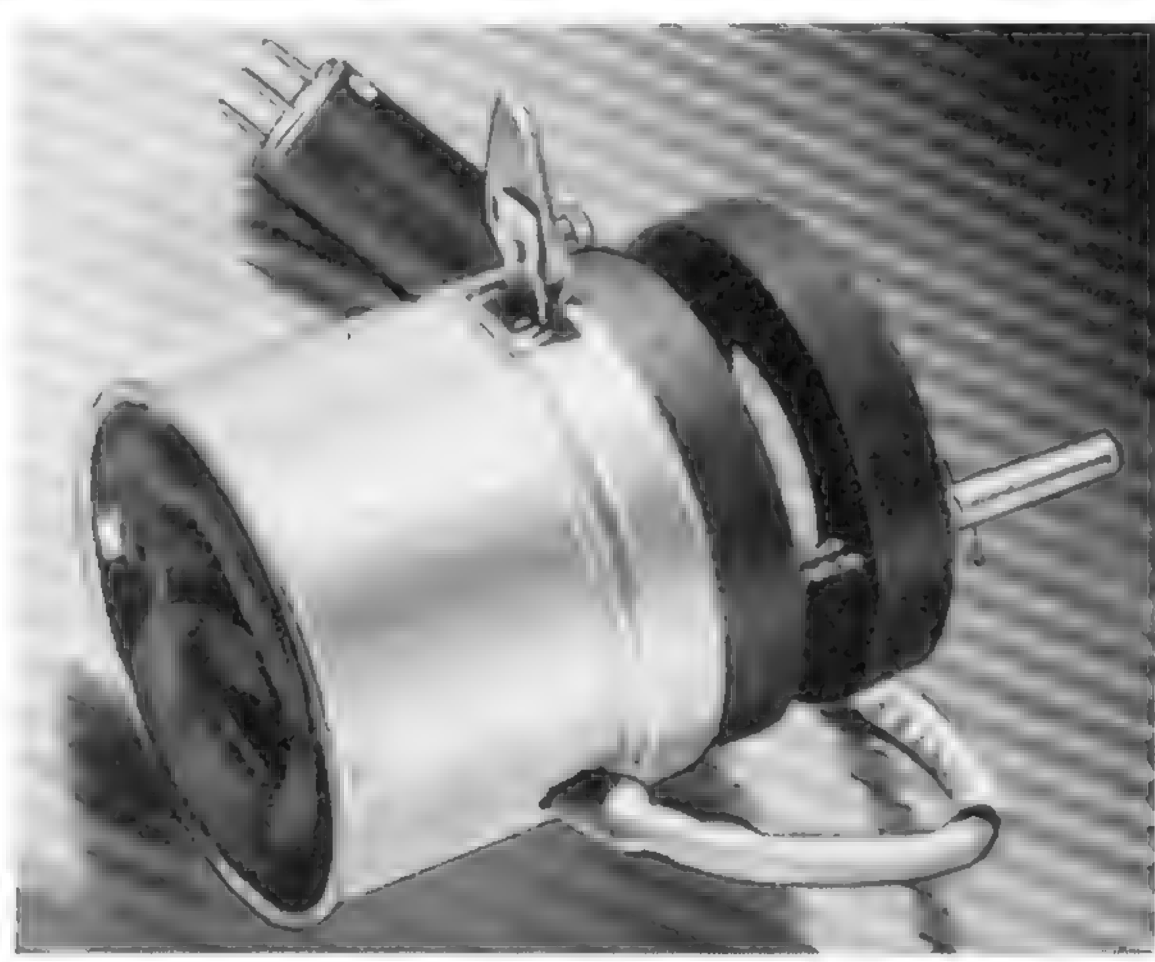


Bild 2,17
Bildröhren-Ablenkspulen mit Gehäuse und Fokussiereinheit nach Bild 2,12

Einheit ist abgeschirmt, damit die Ablenkspulen keine störenden Streufelder aussenden und andererseits keine Fremdfelder den Strahl beeinflussen.

Bild 2,18. Ablenkströme für Bildröhren

Damit der Lichtfleck mit gleichmäßiger Geschwindigkeit über den Bildschirm bewegt wird, muß der Strom in den Ablenkspulen linear ansteigen und am Ende der Zeile oder des Bildes schnell zum Anfangswert zurückspringen (vgl. Bild 1,02). Dies wird durch einen sägezahnförmigen Wechselstrom erzielt. Er steigt gleichmäßig vom

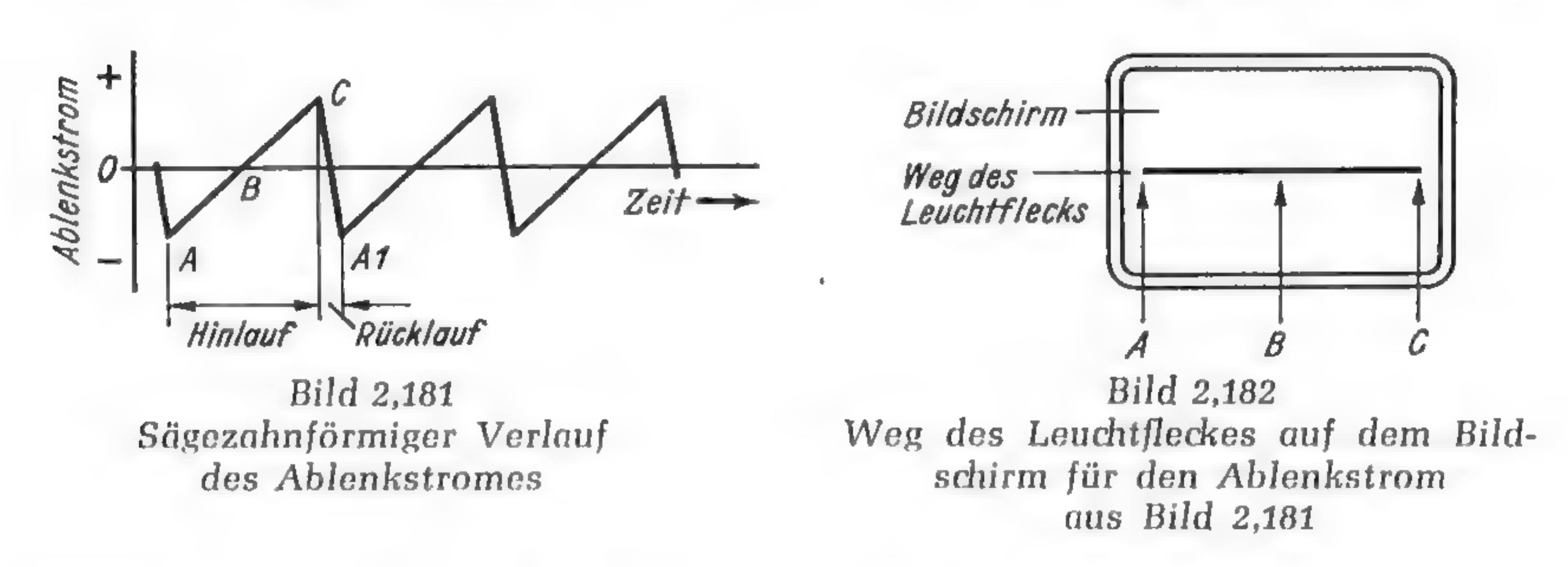


Bild 2,181
Sägezahnförmiger Verlauf des Ablenkstromes

Bild 2,182
Weg des Leuchtfleckes auf dem Bildschirm für den Ablenkstrom aus Bild 2,181

tiefsten negativen Wert *A* über den Stromwert Null — *B* bis zum positiven Spitzenwert *C* an (Bild 2,181). Dadurch entsteht in den Spulen ein entsprechendes Magnetfeld. Beim größten negativen Stromwert *A* wird der Lichtfleck z. B. ganz nach links abgelenkt (Bild 2,182). Beim Strom Null ist kein Magnetfeld vorhanden, das Elektronenstrahlenbündel behält also seine ursprüngliche Richtung, der Lichtfleck befindet

sich auf der Mitte des Bildschirmes. Kehrt sich die Stromrichtung um, dann wandert der Lichtfleck nach rechts, um endlich bei C die äußerste Stellung zu erreichen. Von dort springt er in wesentlich kürzerer Zeit wieder auf den Anfangspunkt A 1 des nächsten Sägezahnes zurück (Rücklauf). Diese Rücklaufzeit muß innerhalb der „Schwarzschulter“ des Fernsehsignales (Bild 1,06) zu liegen kommen, dann wird der Rücklauf auf dem Leuchtschirm unsichtbar.

Für die Zeilenablenkung im Fernsehempfänger muß also ein Sägezahnstrom mit einer Frequenz von 15 625 Hz verwendet werden.

Durch die um 90° gedrehten Bildablenkspulen fließt dagegen ein Sägezahnstrom mit der Rasterfrequenz von 50 Hz. Durch das gemeinsame Arbeiten beider Ablenkströme entsteht die Aufeinanderfolge der einzelnen Fernsehraster, wie es im Prinzip in den Bildern 1,02 und 1,04 gezeigt wurde.

Die in den Ablenkspulen benötigten sägezahnförmigen *Ströme* sind von recht beträchtlicher Größe. Sie müssen deshalb von einer kräftigen Endröhre geliefert werden. Man erzeugt dazu in besonderen Röhrenoszillatoren sägezahnförmige *Spannungen*, die entsprechend verstärkt werden. Diese Sägezahnspannungen bezeichnet man auch als „Kippspannungen“, weil der Spannungswert langsam ansteigt und dann schnell wieder auf den Anfangswert zurückkippt.

Bild 2,19. Ionenfalle

Der Elektronenstrahl einer Bildröhre besteht nicht nur aus Elektronen, sondern auch aus Ionen, das sind elektrisch geladene Moleküle. Zum Teil werden diese Ionen zusammen mit den Elektronen aus der Katode emittiert, zum Teil entstehen sie dadurch, daß die wenigen im Vakuum vorhandenen restlichen Gasmoleküle durch Aufprallen von Elektronen elektrisch geladen werden. Die Ionen haben eine Masse, die 2000- bis 500 000mal größer ist als die der Elektronen. Ionen sind deshalb viel

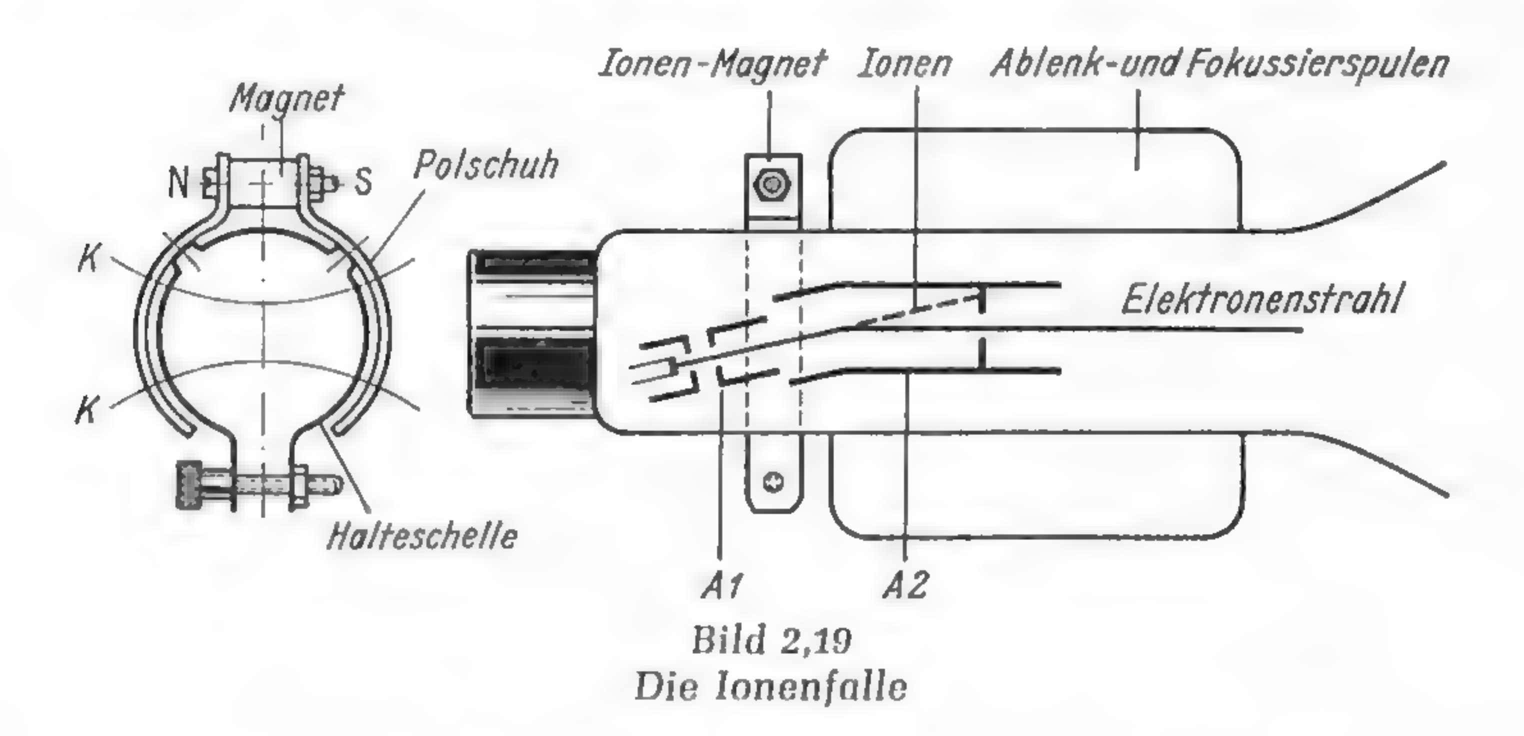


Bild 2,19
Die Ionenfalle

schwerfälliger und lassen sich durch die Ablenkspulen nicht beeinflussen. Sie prallen daher ständig auf die Schirmmitte und würden hier den Leuchtstoff nach kurzer Zeit unwirksam machen, so daß beim Schreiben des Bildes diese Stelle dunkel bleibt, es entstände der störende „Ionenfleck“. Um ihn zu vermeiden, wurde früher das Strahlerzeugungssystem schief in den Bildröhrenhals eingesetzt und die damals noch nicht geteilte Anode in Achsrichtung auf die Kolbenmitte zu geknickt. Durch einen außen angebrachten Permanentmagneten lenkte man den leichter zu beeinflussenden Elektronenstrahl auf den Schirm hin. Die Ionen dagegen, mit ihrer größeren Masse, wurden durch das magnetische Feld nicht beeinflußt, sie flogen geradlinig weiter

und fingen sich in einer Blende in der Anode; sie gerieten in eine *Ionenfalle*. Der an einer Schelle befestigte Ionenfallenmagnet ist so einzustellen, daß nur die Ionen und nicht etwa der eigentliche Elektronenstrahl in die Falle geraten. Das Bild bleibt sonst dunkel, dagegen erhitzt sich die Anode durch ständigen Aufprall der Elektronen, und die Röhre leidet Schaden.

Bei neueren Bildröhren verhindert man das Einbrennen eines Ionenfleckes durch einen metallisierten Leuchtschirm, wie er in Bild 2,21 besprochen wird. Die Röhrensysteme werden daher geradlinig und ohne Ionenfalle konstruiert. Durch möglichst gute Entgasung verringert man außerdem die Zahl der Ionen soweit wie möglich.

Bild 2,20. Der Leuchtschirm

Der Kolben einer Bildröhre ist auf der Innenseite mit einer sehr dünnen Schicht bestimmter Chemikalien (Leuchtstoffe) überzogen, die an der von Elektronen getroffenen Stelle wie der Leuchtschirm eines Magischen Auges aufleuchten. Die Helligkeit ist um so größer, je stärker der Elektronenstrom ist. Die Farbe des Schirmbildes hängt von den Leuchtstoffen ab; so gibt z. B. Kalziumwolframat ein bläuliches, Zinksulfid ein gelblich-grünes Bild. Durch Mischen verschiedener Leuchtstoffe lassen sich die Farbtöne verändern. Am angenehmsten für längere Betrachtung haben sich Bildröhren mit leicht gelblich aufleuchtendem Schirm erwiesen.

Die vom Strahl getroffene Stelle des Bildes soll kurze Zeit nachleuchten, damit ein geschlossenes Bild aus allen Leuchtpunkten zustande kommt. Andererseits darf die Nachleuchtdauer nicht größer sein als $^{1}/_{50}$ Sekunde, weil nach dieser Zeit der nächste Bildpunkt eintrifft und sonst bei schnellen Bewegungen das Bild „verschmiert" wird. Die leuchtenden Stellen der Schirmfläche senden ihr Licht nach allen Seiten und nicht nur geradlinig zum Zuschauer hin aus. Lichtstrahlen, die unter einem bestimmten Grenzwinkel auf die Grenzfläche zwischen Glas und Luft treffen, werden im Glas reflektiert, zum Leuchtschirm zurückgeworfen und hellen diesen um den eigentlichen Lichtpunkt herum auf; es entsteht ein „Lichthof", der die scharfe Zeichnung verwischt. Zur Abhilfe verwendet man für den Kolbenboden kein Klarglas, sondern ein graues Filterglas. Es verschluckt zwar etwas vom gewünschten Licht, jedoch muß das unerwünschte Nebenlicht mindestens dreimal die Filterplatte durchsetzen, ehe es an die Außenluft tritt. Dadurch tritt die störende Aufhellung weniger in Erscheinung.

Auch die Raumbeleuchtung hellt den Leuchtschirm der Bildröhre an den dunklen Stellen auf. Hier wirkt sich das Filterglas ebenfalls günstig aus, denn das Raumlicht wird auf dem Hin- und Rückweg, also zweimal durch das graue Glas geschwächt. Dieses Graufilter bewirkt demnach, daß die dunklen Stellen des Bildes weder durch Lichthöfe, noch durch Raumbeleuchtung unzulässig aufgehellt werden; es erhöht die Helligkeitsunterschiede, also den „Kontrast" des Fernsehbildes. Vielfach wird auch die der Röhre vorgesetzte oder auf den Kolbenboden aufgekittete Schutzscheibe als graue oder bräunliche Filterscheibe ausgebildet.

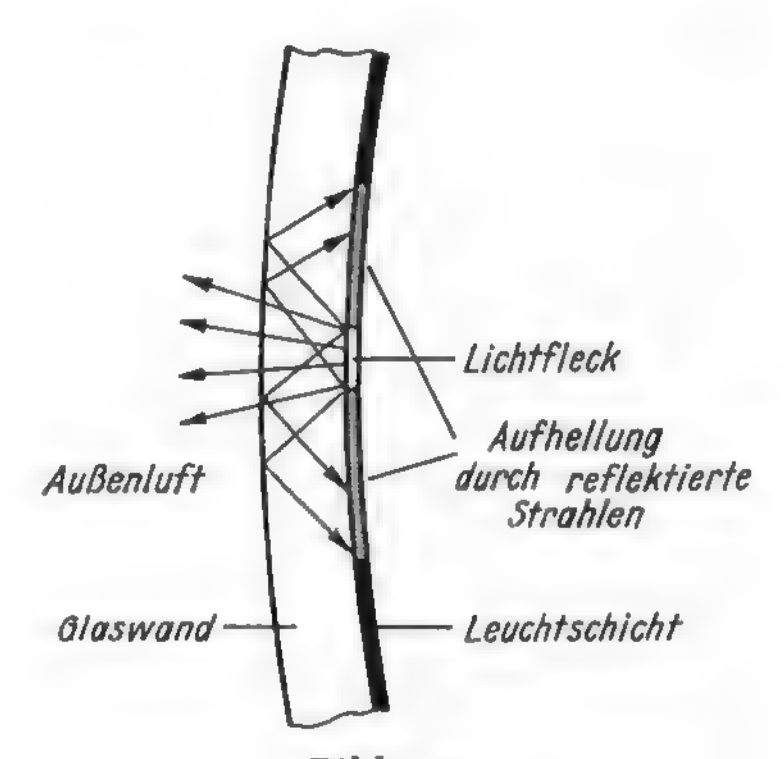


Bild 2,20
Entstehung eines Lichthofes durch die innerhalb der Glaswand reflektierten Lichtstrahlen

Bild 2,21. Metallisierte Leuchtschirme

Die vom Elektronenstrahl getroffene Stelle des Leuchtschirmes sendet naturgemäß Licht nach allen Seiten, also auch in das Innere der Bildröhre. 50 % des Lichtes gehen dadurch für den Beschauer verloren. Außerdem trifft dieses rückwärtige Licht auf die Innenwandung der Röhre und hellt das Innere auf (Bild 2,211), so daß die dunklen Stellen des Bildes von hinten durchleuchtet werden und der Kontrast herabgesetzt wird. Zur Abhilfe wird der Kolben innen mit einer mattschwarzen Grafitschicht versehen, die nur wenig Licht reflektiert. Eine weitere Verbesserung entsteht dadurch, daß nach Bild 2,212 auf die Innenseite des Leuchtschirmes eine äußerst dünne leitende Aluminiumschicht aufgedampft wird. Diese Schicht ist für Elektronen durchlässig, reflektiert aber das im Leuchtschirm entstehende Licht nach vorne. Die Leuchtdichte an den hellen Stellen steigt also, und die Kontrastminderung

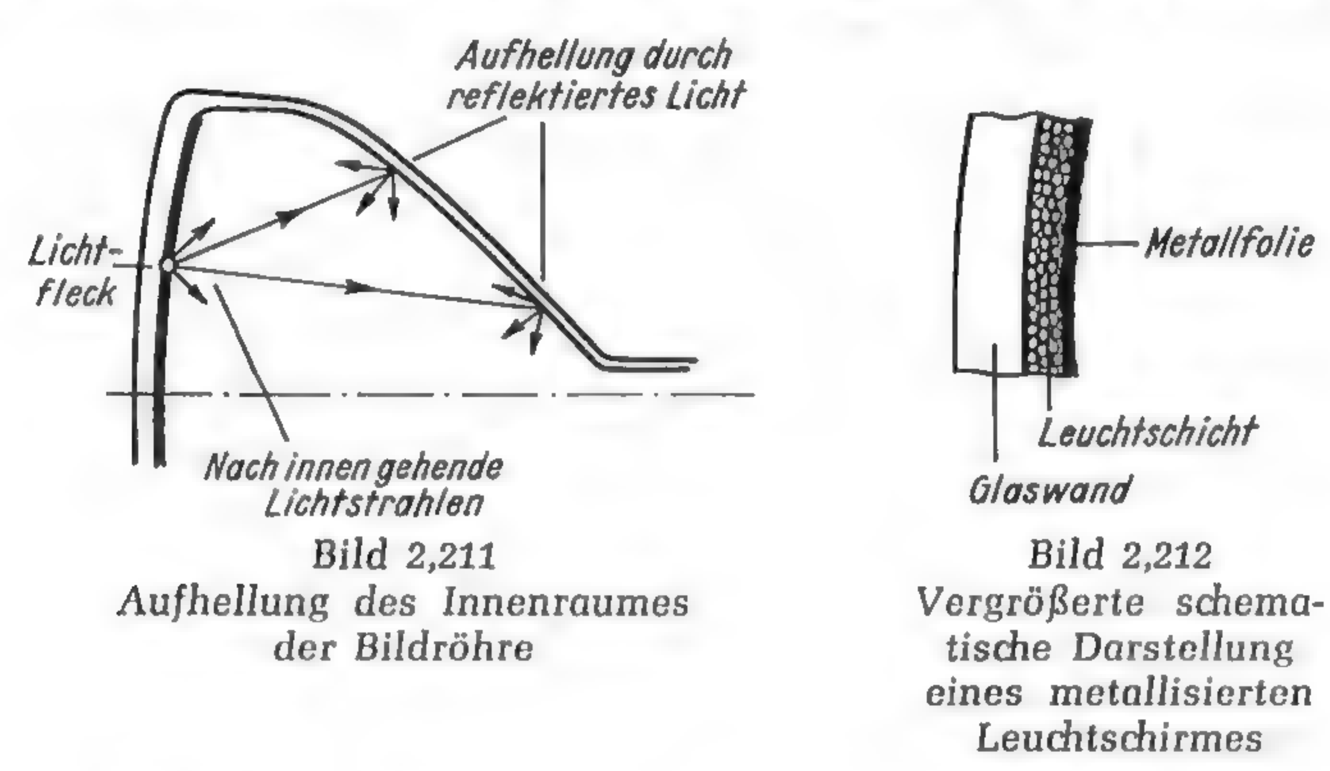


Bild 2,211
Aufhellung des Innenraumes der Bildröhre

Bild 2,212
Vergrößerte schematische Darstellung eines metallisierten Leuchtschirmes

durch die rückwärtige Aufhellung fällt weg. Gleichzeitig bringt die Metallisierung des Leuchtschirmes einen weiteren Vorteil: Im Elektronenstrahl enthaltene, den Leuchtschirm schädigende Ionen können wegen ihrer größeren Masse (vgl. Text zu Bild 2,19) eine Metallfolie bestimmter Stärke nicht durchdringen und den Leuchtstoff nicht erreichen. Bildröhren mit ausreichend metallisiertem Leuchtschirm benötigen also ebenfalls *keine Ionenfalle.*

Bild 2,22. Mechanische Behandlung von Fernsehbildröhren

Die Bildröhre ist – wie normale Rundfunkröhren – luftleer gepumpt, soweit dies technisch möglich ist. Da praktisch jeder Gegendruck von innen fehlt, lastet auf einem Quadratzentimeter Außenfläche bei normalem Luftdruck eine Atmosphäre, d. h. 1 kg/cm². Bei einer Bildröhre mit 59 cm Bilddiagonale lastet allein auf der Bildschirmfläche ständig ein Druck von mehr als 1,5 Tonnen, das entspricht einem vollbeladenen kleinen Lastwagen.

Springt der Glaskolben, so fliegen die Splitter unter dieser gewaltigen Belastung zwar zunächst nach innen, die Röhre implodiert (im Gegensatz zum Explodieren einer Sprengladung). Die Splitter fliegen aber geradlinig weiter oder prallen irgendwo ab, so daß sie schließlich doch im Raum umhergeschleudert werden und unangenehme Verletzungen hervorrufen können. Bildröhren werden daher vor der Auslieferung einer sorgfältigen Druckprobe unterzogen, bei welcher in einem druckfesten Kessel der Außendruck zusätzlich stark erhöht wird. Bestehen sie diese Prüfung, so ist nach menschlichem Ermessen nichts zu befürchten, wenn die Röhre nicht fahrlässig unsanft behandelt wird. Es sind deshalb folgende Richtlinien streng

zu beachten: Bildröhren sind nur in ihren Spezialverpackungen zu transportieren. Beim Auswechseln sollen sie nur auf eine weiche Unterlage gelegt werden, und zwar am besten mit der Schirmfläche auf einen der bekannten Tennisringe. Man arbeite ruhig und überlegt, um nirgends gegenzustoßen, und vermeide jeden Zwang beim Einsetzen in das Gerät. Zuschauer sind hierbei unerwünscht. In den Röhrenfabriken ist für Arbeiten an Bildröhren ein Cellon-Schirm oder eine Schutzbrille vorgeschrie-

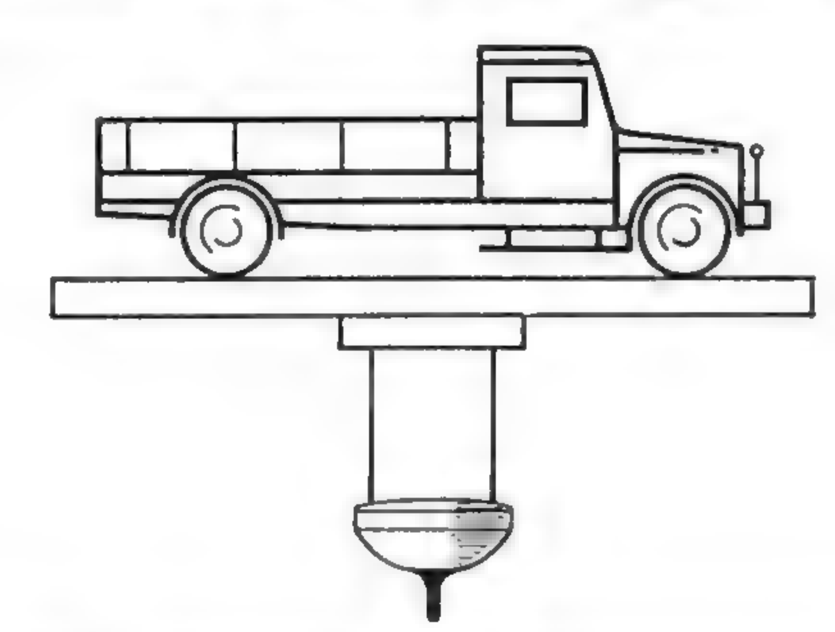


Bild 2,22
Auf dem Schirm einer 59-cm-Fernsehbildröhre lastet der äußere Luftdruck fast mit dem Gewicht eines 1½ Tonnen schweren Lastwagens

ben; der Schirm schützt auch Mund und Hals. Gefährliche Bildröhrenimplosionen sind bisher noch kaum gemeldet worden. Man muß schon sehr große Gewalt aufbringen, um eine Bildröhre zu zerstören. Bei Abgleicharbeiten am Empfänger braucht man daher nicht überängstlich zu sein; lediglich beim Auswechseln von Bildröhren sind die vorher genannten Vorsichtsmaßregeln zu beachten.

Bild 2,23. Bildröhrentypen

Äußere Kennzeichen einer Röhre sind die Abmessungen des Leuchtschirmes. Man gibt seine Größe durch seine Diagonale oder durch den größten Durchmesser des durch die Ecken laufenden Kreises an. Der ausnutzbare Schirmdurchmesser ist jedoch stets geringer, da man rings um die Schirmfläche einen Rand von etwa 12 bis 15 mm Breite abdecken muß.

Für die Bildschirmdiagonale von Heimempfängern haben sich zwei Standardgrößen herausgebildet, und zwar 47 und 59 cm. Eine lange Röhre erfordert ein tieferes Gehäuse. Deshalb strebt man an, die Baulänge der Röhre zu verkürzen, indem man den Ablenkwinkel des Elektronenstrahls möglichst groß macht. Als Maß hierfür gibt man den maximalen Ablenkwinkel für die *Bilddiagonale* (Bild 2,231) an. Er beträgt bei den gebräuchlichen Röhren 110°. Vorher waren Röhren mit 90° und sogar 70° Ablenkwinkel im Gebrauch. 70°-Röhren mit 53 cm Bilddiagonale erforderten Gehäusetiefen von mehr als einem halben Meter (Bild 2,232).

Außer in der Schirmdiagonale und im Ablenkwinkel unterscheiden sich die Bildröhren noch durch die Art der Fokussierung, durch die Leuchtschirmfarbe und dadurch, ob Klarglas oder Filterglas verwendet wird und ob der Schirm mit Metall hinterlegt ist oder nicht. Einen ersten Anhaltspunkt für die Eigenschaften einer Bildröhre gibt der Bezeichnungsschlüssel.

Bezeichnungsschlüssel für Fernsehbildröhren (bis 1962)

1. Buchstabe: **A** = elektrostatische Fokussierung, magnetische Ablenkung
M = magnetische Fokussierung, magnetische Ablenkung
2. Buchstabe: Leuchtfarbe; **W** = Weiß
1. Zahl: Diagonale der Frontplatte
2. Zahl: Laufnummer (Konstruktionsmerkmale)

Hierzu einige Beispiele:

AW 59–90 Bildröhre mit elektrostatischer Fokussierung und magnetischer Ablenkung, Schirmfarbe weiß, Diagonale der Frontplatte 59 cm.

MW 53–80 Bildröhre mit magnetischer Fokussierung und magnetischer Ablenkung, Schirmfarbe weiß, Diagonale der Frontplatte 53 cm.

Aus den Röhrendatenblättern der Firmen und den Röhren-Dokumenten des Franzis-Verlages kann man für die zweite Kennzahl noch weitere Einzelheiten über Systemaufbau und Filterscheibe für den betreffenden Röhrentyp ersehen.

Ab 1963 wurde der Bezeichnungsschlüssel etwas geändert, der Buchstabe für die Schirmfarbe rückte nach hinten, z. B. A 59–11 W oder A 59–12 W.

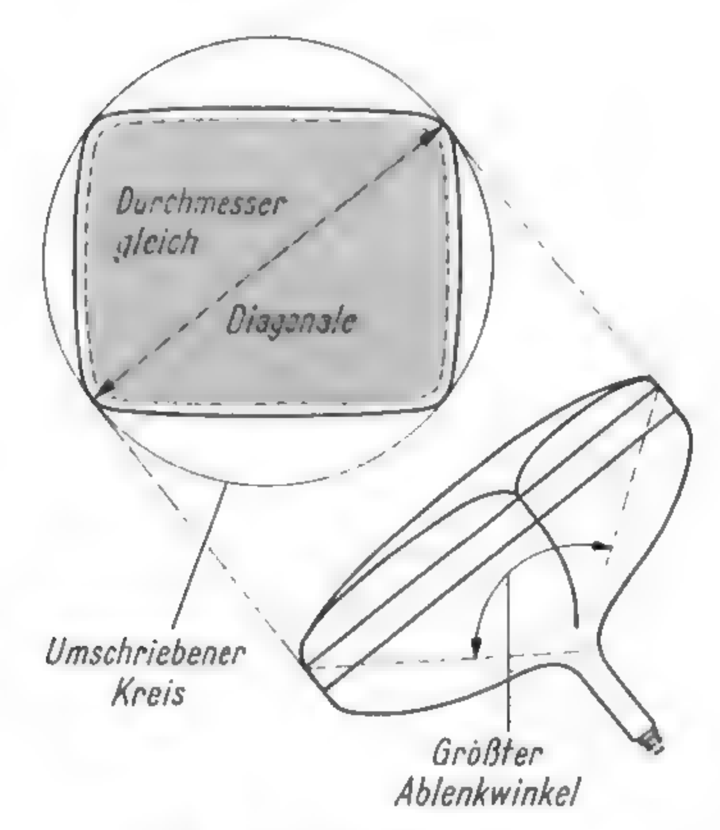


Bild 2,231
Bildröhrendiagonale und größter Ablenkwinkel

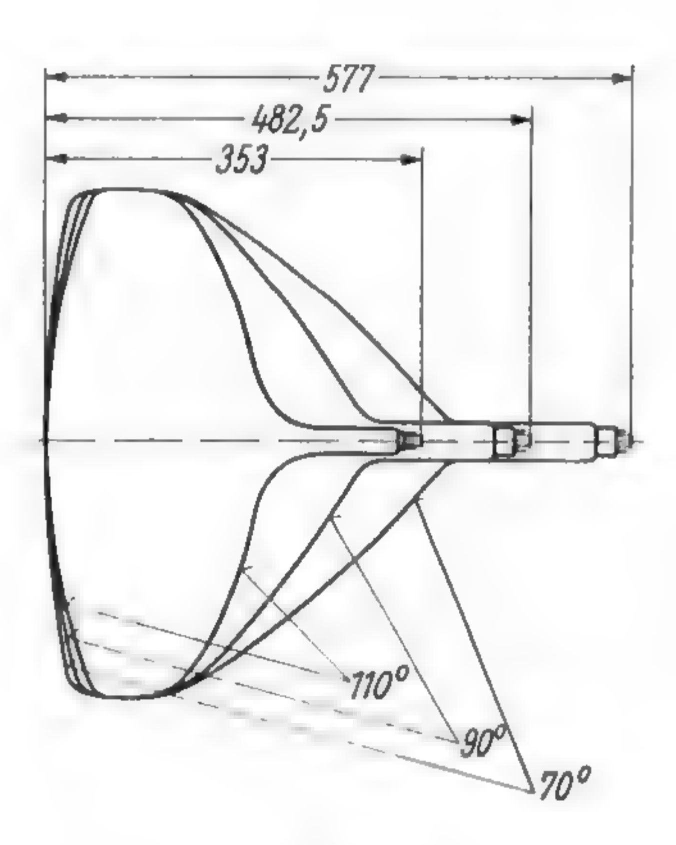


Bild 2,232
Verkürzung der Bildröhren bei größerem Ablenkwinkel

Die Bildaufnahmeröhre

Im Fernsehsender werden zur Umwandlung des Bildes in elektrische Signale ebenfalls Elektronenstrahlröhren besonderer Bauart verwendet. Bei einer dieser Röhrentypen, dem *Superikonoskop*, sind zwei Bestandteile bemerkenswert, die *Fotokatode* und die *Mosaikplatte*.

Bild 2,24. Die Fotokatode

Fotokatoden sind in der Technik bei den Vakuum-Fotozellen oder den gasgefüllten Fotozellen seit langem bekannt. Sie bestehen aus einem Diodensystem, dessen Anodenstrom durch die Lichthelligkeit gesteuert wird. Die Katode dieses Systems

ist mit einer Silber-Cäsium- oder Silber-Antimon-Schicht überzogen. Fällt Licht darauf, so sendet sie unter dem Einfluß der Anodenspannung Elektronen aus, ohne daß die Katode, wie sonst bei einer Röhre, geheizt werden muß. Je heller das auftreffende Licht ist, desto größer ist die Zahl der Elektronen und damit der Elektronenstrom.

Bei der Bildaufnahmeröhre besteht diese Fotokatode aus einer durchsichtigen Glasplatte, auf deren Innenseite die Fotoschicht aufgebracht ist. Auf dieser Platte wird die zu übertragende Szene mit Hilfe eines Objektives abgebildet. Auf der Fotoschicht entsteht also ein Bild wie auf dem Film einer gewöhnlichen Fotokamera. Die einzelnen Stellen der Schicht senden nun je nach der im Bild vorhandenen Helligkeit Elektronen aus, das Licht wird also in Elektronenströme umgewandelt *(Bildwandlereffekt)*. Die Fotokatode einer Kameraröhre hat nur einen begrenzten *Belichtungsspielraum*. Die Bilder dürfen weder unter- noch überbelichtet werden. Der Kameramann muß daher ebenfalls wie beim Fotografieren die Blende seines Objektives genau auf die richtige Belichtung und die Kamera selbst auf die richtige Entfernung einstellen, damit das Bild auch scharf wird.

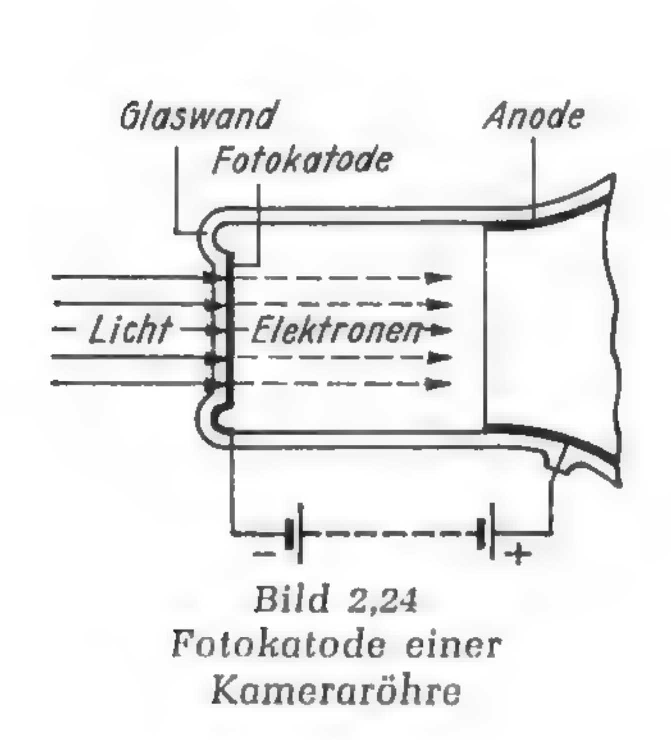


Bild 2,24
Fotokatode einer Kameraröhre

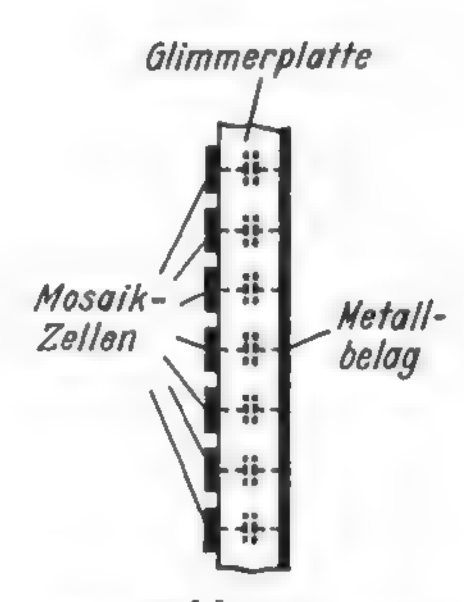


Bild 2,25
Die einzelnen Zellen der Mosaikplatte bilden mit dem Metallbelag kleine Kondensatoren

Bild 2,25. Die Mosaikplatte

Die Mosaikplatte besteht aus einer dünnen rechteckigen Glimmerscheibe. Auf der Vorderseite befindet sich ein Mosaik von mehreren Millionen winziger voneinander isolierter Silber-Körnchen, während die Rückseite mit einem durchgehenden Metallbelag versehen ist. Jede einzelne Zelle des Mosaiks bildet mit dem Metallbelag einen kleinen Kondensator. Treffen Elektronen auf die Mosaikplatte, so laden sie diese einzelnen Kondensatoren auf. In der Kameraröhre werden nun die von der Fotokatode kommenden Elektronen auf diese Mosaikplatte gelenkt. An Stelle eines optischen Bildes entsteht auf ihr ein elektrisches Ladungsbild. Helle Stellen des optischen Bildes lösen viele Elektronen aus der Fotokatode und ergeben an diesen Stellen der Mosaikplatte eine starke Aufladung, dunkle Stellen senden keine Elektronen aus, die Mosaikplatte wird nicht aufgeladen. Die Aufladestärke entspricht also Punkt für Punkt der Beleuchtungsstärke in der optischen Abbildung.

Bild 2,26. Das Superikonoskop

Bei einem Superikonoskop fällt also das Licht des aufzunehmenden Objektes durch das Objektiv auf die ebene Glasplatte der Fotokatode und erzeugt dort je nach der Helligkeit Elektronen. Unter dem Einfluß der Anodenspannung und mit Hilfe einer magnetischen Linse, die aus einer langgestreckten Fokussierspule (vgl. Bild 2,11) besteht, werden diese Elektronen auf die Mosaikplatte geworfen und erzeugen dort das Ladungsbild. In einem Seitenarm der Bildaufnahmeröhre sitzt ein Elektronenstrahlsystem, ähnlich dem einer Bildröhre (Bild 2,261). Es erzeugt einen scharf gebündelten Abtast-Elektronenstrahl. Er wird durch Sägezahnspannungen mit Hilfe der Ablenkspulen zeilenweise entsprechend der Fernsehnorm über das Ladungsbild hin- und herbewegt. Da der Elektronenstrahl die aufgeladenen Elemente nacheinander trifft, werden diese entladen. Dadurch kommen nach Bild 2,262 in einem Außenkreis Ströme zustande, die über einen Widerstand Spannungsschwankungen hervorrufen. Diese werden verstärkt und dienen zur Bildmodulation des Fernsehsenders.

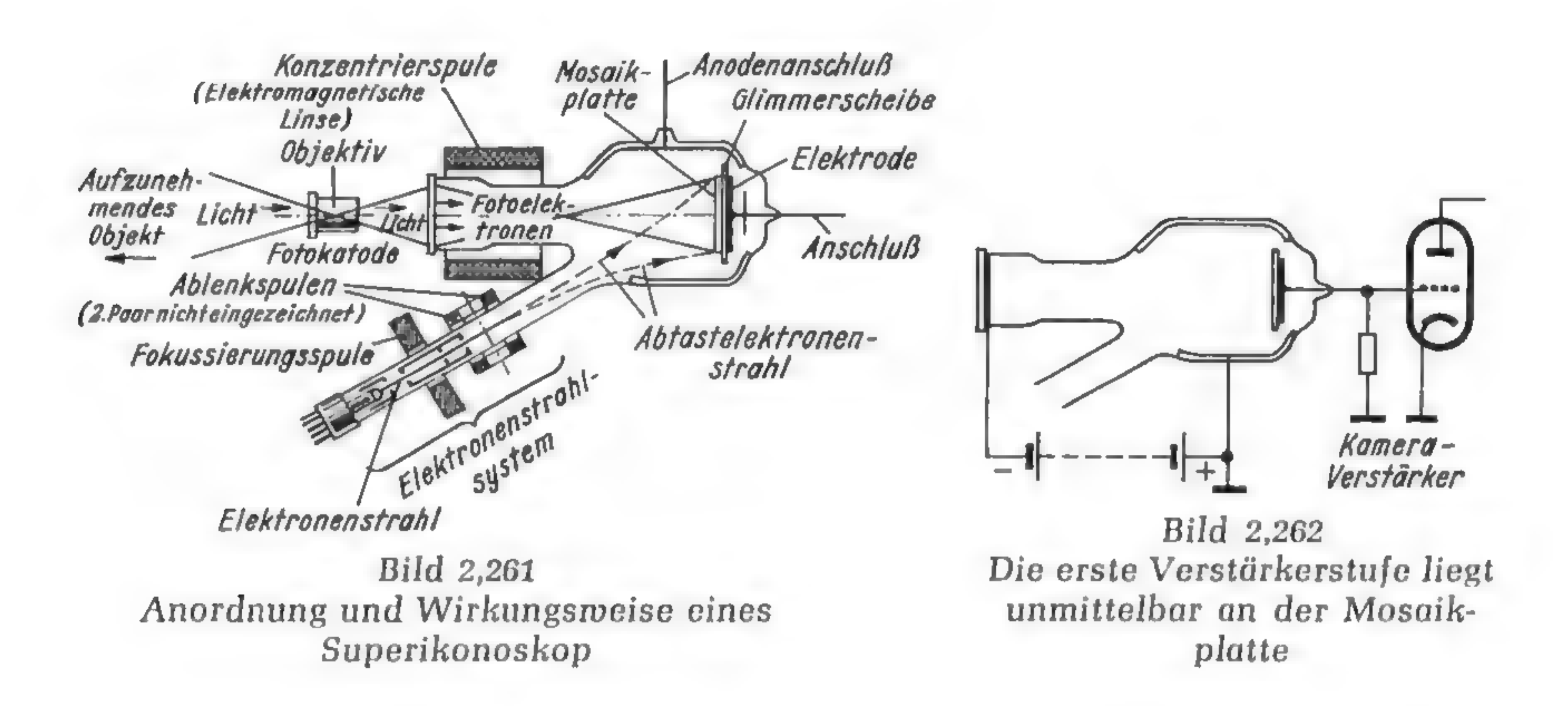


Bild 2,261
Anordnung und Wirkungsweise eines Superikonoskop

Bild 2,262
Die erste Verstärkerstufe liegt unmittelbar an der Mosaikplatte

Außer dem Superikonoskop gibt es noch weitere Systeme von Kameraröhren wie das *Rieselikonoskop*, das *Orthikon* und *Superorthikon* oder das *Vidicon*. Im Prinzip wandeln sie aber gleichfalls das optische Bild in eine Folge von Spannungsschwankungen um. Auf Einzelheiten sei verzichtet, da hier in der Hauptsache die Empfängertechnik behandelt werden soll.

Bild 2,27. Die Fernsehkamera

Eine vollständige Fernsehkamera besteht aus dem Kamerakopf mit einem kräftigen Stativ und einem getrennt aufgestellten Kontrollschrank. Der Kamerakopf enthält die Aufnahmeröhre mit den zugehörigen Ablenk- und Austastgeräten sowie einen Vorverstärker. Zum Anpassen an die verschiedenen Arbeitsbedingungen sind mehrere Objektive verschiedener Brennweite schnell wechselbar auf einem Revolverkopf angeordnet. Als Bildsucher werden optische Systeme oder ein regelrechtes Fernsehbild verwendet, das auf dem Schirm einer kleinen, in die Kamera einge-

bauten Bildröhre entsteht. Die Aufnahmeröhre selbst ist zusammen mit den fertig justierten Fokussier- und Ablenkspulen so angeordnet, daß sie leicht ausgewechselt werden kann. Sie wird nach einigen hundert Betriebsstunden durch eine neue ersetzt, damit sich die Bildgüte nicht verschlechtert. Der Kamerakopf ist durch ein langes biegsames Spezialkabel mit einem Verstärker- und Kontrollschrank verbunden. Das Kabel enthält außer den für die Bildübertragung notwendigen Leitungen noch zusätzliche Adern für Fernsprech- und Signalverbindungen.

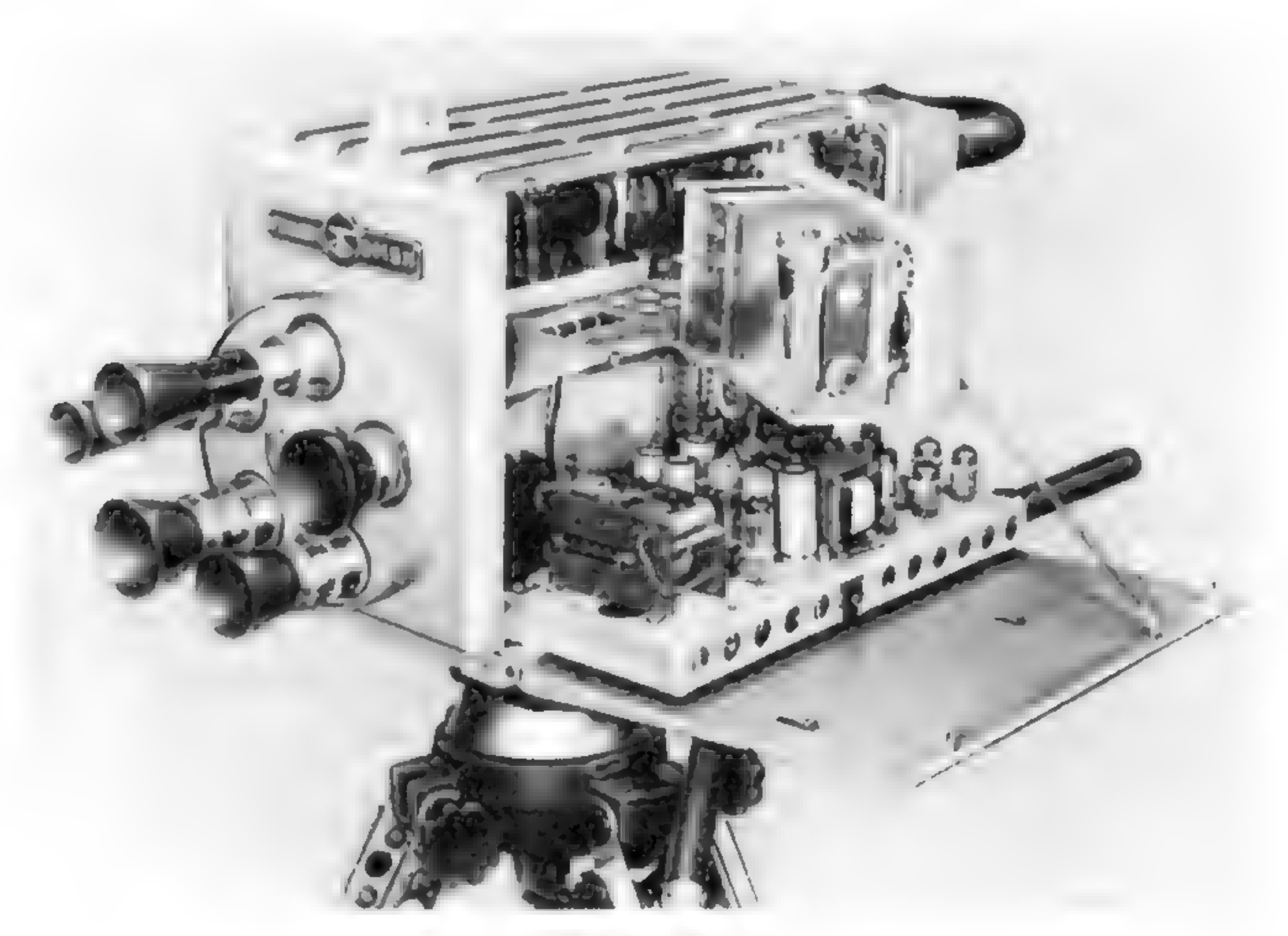


Bild 2,27
Geöffnete Fernsehkamera mit Superortikon und elektronischem Sucher (Fernseh GmbH)

Neuerdings geht man immer mehr dazu über, die an der Kamera befindlichen elektronischen Einrichtungen mit Transistoren anstatt mit Röhren zu bestücken. Dadurch wird die Kamera kleiner und leichter, und die Eigenerwärmung wird verringert.

3. Grundaufbau und Eingangsschaltung des Fernsehempfängers

Bild 3,01. Blockschaltung eines Fernsehempfängers

Beim Fernsehempfang ist nicht nur das eigentliche Bildsignal aufzunehmen und zu verstärken, sondern auch der zum Bild gehörende Ton; ferner sind im Empfänger die Spannungen für den Rasterwechsel und für die Zeilenablenkung zu erzeugen. Raster- und Zeilenzahl müssen genau mit denen des Senders übereinstimmen. Dies wird durch die Gleichlaufzeichen des Fernsehsignals bewirkt. Sie werden zu diesem Zweck mit Hilfe eines *Amplitudensiebes*, auch *Impuls-Abtrennstufe* genannt, aus dem Fernsehsignal herausgesiebt. Außerdem müssen die verschiedenen Betriebsspannungen für die Röhren gewonnen werden.

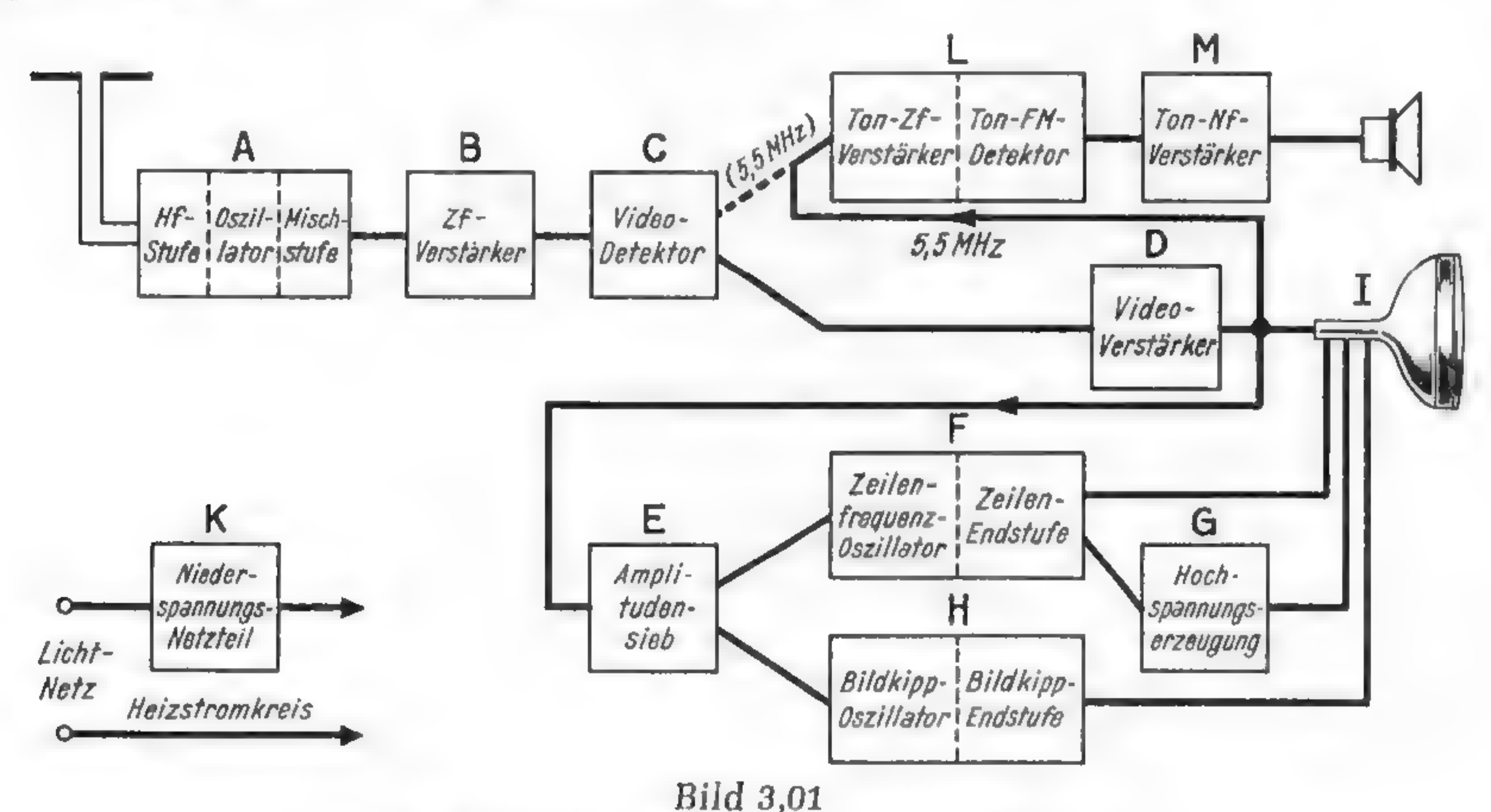


Bild 3,01
Blockschaltung eines Fernsehempfängers

Fernsehempfänger bestehen nach dem Blockschaltbild aus folgenden Baugruppen:

A. Hf-Teil mit einer oder mehreren Hf-Vorverstärker-Stufen sowie gemeinsamer Oszillator- und Mischstufe für Bild und Ton.

B. Gemeinsamer Zf-Teil für Bild und Ton.

C. Zf-Gleichrichter oder Video-Detektor. Er erzeugt aus der modulierten Zwischenfrequenz die Videofrequenz mit den Gleichlaufzeichen und, durch Mischen von Bildträger und Tonträger, eine neue Zwischenfrequenz von 5,5 MHz.

D. Video-Verstärker.

E. Abtrennung der Gleichlaufzeichen vom Bildinhalt (Impulsabtrennstufe, Amplitudensieb).

F. Zeilenfrequenz-Oszillator und Zeilen-Endstufe.

G. Hochspannungsteil für die Bildröhre. Die 16 bis 18 kV betragende Anodenspannung wird hierbei in einer Spezialschaltung aus der Zeilen-Endstufe gewonnen.

H. Bildkipp-Oszillator und Bildkipp-Endstufe.

I. Bildröhre.

K. Niederspannungs-Netzteil.

L. 5,5-MHz-Ton-Zf-Verstärker mit FM-Detektor, da der Tonträger bei der europäischen Fernsehnorm frequenzmoduliert ist. Die Spannung für den Ton-Zf-Verstärker wird entweder hinter dem Video-Detektor oder hinter dem Video-Verstärker entnommen (vgl. Punkt C).

M. Ton-Nf-Verstärker und Lautsprecher.

Hf-Eingangsstufe

Eingangswiderstand, Rauschwiderstand und Steilheit

Vor- und Mischstufe eines Fernsehempfängers arbeiten für den Fernsehbereich III bei Frequenzen um 200 MHz. Die Bereiche IV und V liegen sogar zwischen 470 MHz und 800 MHz. Für diese sehr hohen Frequenzen sind die Eigenschaften der Röhren von noch größerem Einfluß als beim UKW-Rundfunk. Erwünscht sind ein hoher Eingangswiderstand r_e und ein geringer Rauschwiderstand $r_ä$. Ferner soll die Steilheit der Röhre möglichst groß sein, damit bei den geringen Resonanzwiderständen der Kreise noch eine Verstärkung möglich ist. Ein geringer Rauschwiderstand wird mit Trioden erreicht. Deshalb wurden die Trioden PC 88 und PCC 88 für die Eingangsstufe von Fernsehempfängern geschaffen. Der Vergleich verschiedener Röhrentypen zeigt, wie sich die Eingangswiderstände unterscheiden und bei hohen Frequenzen absinken.

	EF 183	EF 184	PC 86	PC 97	PCC 88	E 280 F	7586	
r_e (40 MHz)	10	10	40	20	20	8	25	kΩ
r_e (200 MHz)	0,4	0,4	1,6	0,75	0,75	0,35	1,0	kΩ
$r_ä$	490	330	230	320	300	220	250	Ω
S	12,5	15,0	14,0	13,0	12,5	26,0	11,5	mA/V

Das Eigenrauschen eines Empfängers begrenzt die Empfindlichkeit, denn Empfangsspannungen in der Größe der eigenen Rauschspannung und darunter gehen im Eigenrauschen unter und können nicht mehr wahrgenommen werden. Als *Grenzempfindlichkeit* bezeichnet man die Energie, die man dem Eingang des Empfängers zuführen muß, um am Ausgang ein Verhältnis von 1 : 1 von Rauschleistung zu Signalleistung zu erhalten. Bei diesem Verhältnis kann man zur Not noch das Signal erkennen. Nun ist die Rauschleistung von zwei Faktoren abhängig, der Temperatur und der Bandbreite. Bei sehr niedrigen Temperaturen wird das Eigenrauschen eines

Widerstandes geringer, weil die das Rauschen verursachenden Elektronenbewegungen in der Kälte langsamer werden. Bei schmaler Bandbreite nimmt das Rauschen ebenfalls ab. Davon kann man sich leicht überzeugen, wenn man bei einer verrauschten Darbietung die hohen Frequenzen abschneidet, also die Bandbreite verringert. Unter Berücksichtigung dieser physikalischen Eigenschaften ist man zu einer Definition für das Rauschen gekommen, in der eine Konstante k und die absolute Nulltemperatur T_0 eine Rolle spielen. Man spricht deshalb vom *kT_0-Wert* als Maßstab für das Rauschen eines Empfängers. Häufig wird auch die *Rauschzahl F* angegeben, die sich ebenfalls auf ein Signal/Rausch-Verhältnis von 1 : 1 am Empfängerausgang bezieht. Je niedriger der kT_0-Wert bzw. die Rauschzahl ist, um so empfindlicher ist der Empfänger. Bei Fernsehgeräten mit den üblichen Eingangsröhren kann man etwa mit folgenden Werten rechnen:

Bereich	f (MHz)	Rauschzahl F	Grenzempfindlichkeit kT_0
I	60	3...3,5	2,5
III	200	5...6	3,5...4
IV	550		16...20
V	700		18...25

Bild 3,02. Katodenbasis-Verstärker

Um das Eigenrauschen des Fernsehempfängers möglichst herabzusetzen, werden in Hf-Stufen zweckmäßig Trioden mit niedrigem Rauschwiderstand $r_ä$ und hohem elektronischen Eingangswiderstand r_e verwendet. Der Innenwiderstand R_i von Trioden ist zwar bedeutend kleiner als der von Pentoden, doch stört dies bei Fernsehfrequenzen nicht, da die Resonanzwiderstände der Schwingkreise ebenfalls klein sind.

Man unterscheidet drei Schaltungsmöglichkeiten für Triodenverstärkerstufen: Katodenbasis-, Anodenbasis- und Gitterbasis-Schaltung. Die Katodenbasis-Stufe entspricht der allgemein üblichen Verstärkerschaltung. Die Eingangsspannung $u_e = u_g$ wird zwischen Gitter und Katode angelegt, die Ausgangswechselspannung u_a zwischen Anode und Katode abgenommen. Die Katode dient dabei als Bezugspunkt (Basis) und wird an Masse gelegt, während Gitter und Anode Wechselspannung führen. Schädlich wirkt jedoch die große Gitter-Anodenkapazität C_{ga} von Trioden.

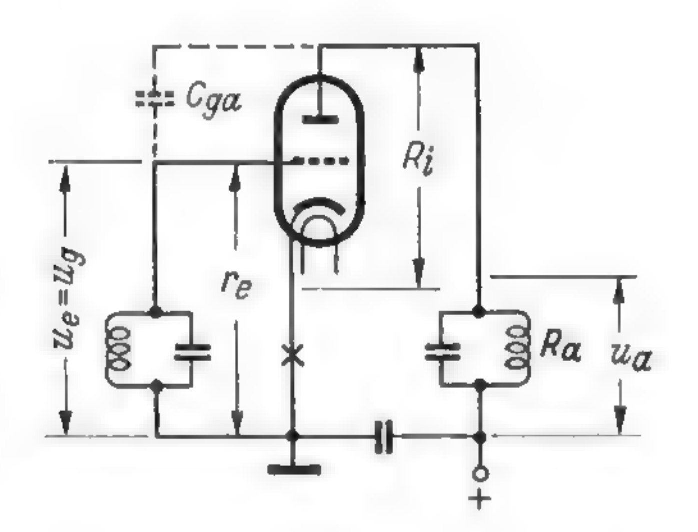


Bild 3,02
Katodenbasisverstärker; bei X wird der Katodenwiderstand zum Erzeugen der Gittervorspannung eingefügt, r_e bedeutet den elektronischen Eingangswiderstand der Röhre, nicht den Resonanzwiderstand des Schwingkreises

Sie verursacht Schwingneigung, die durch Neutralisieren der Stufe erniedrigt werden muß (aus diesem Grunde verwendet man sonst Pentoden zur Hf-Verstärkung, da sie infolge ihrer geringen Gitter-Anodenkapazität keine Neutralisierung erfordern). Der elektronische Eingangswiderstand einer Triode hängt von der Röhrenausführung ab (vgl. Tabelle „Wichtige Röhrendaten für Eingangsstufen von Fernsehempfängern" auf Seite 47). Ferner gilt:

$$R_i = \frac{1}{DS} \quad \text{(Barkhausen)}$$

$$V = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

$$V \approx S \cdot R_a \ (\text{für } R_a < R_i)$$

Bild 3,03. Beispiele von Katodenbasisschaltungen

Trioden-Vorstufen in Katodenbasisschaltung müssen neutralisiert werden, um die Schwingneigung zu beseitigen. Man bezeichnet eine solche Stufe deshalb als *Neutrode*. Hierfür folgt in Bild 3,28 ein Schaltungsbeispiel. Eine Hf-Vorstufe in Katodenbasisschaltung kann auch mit dem Nuvistor[1]) 7895 aufgebaut werden, wie Bild 3,031

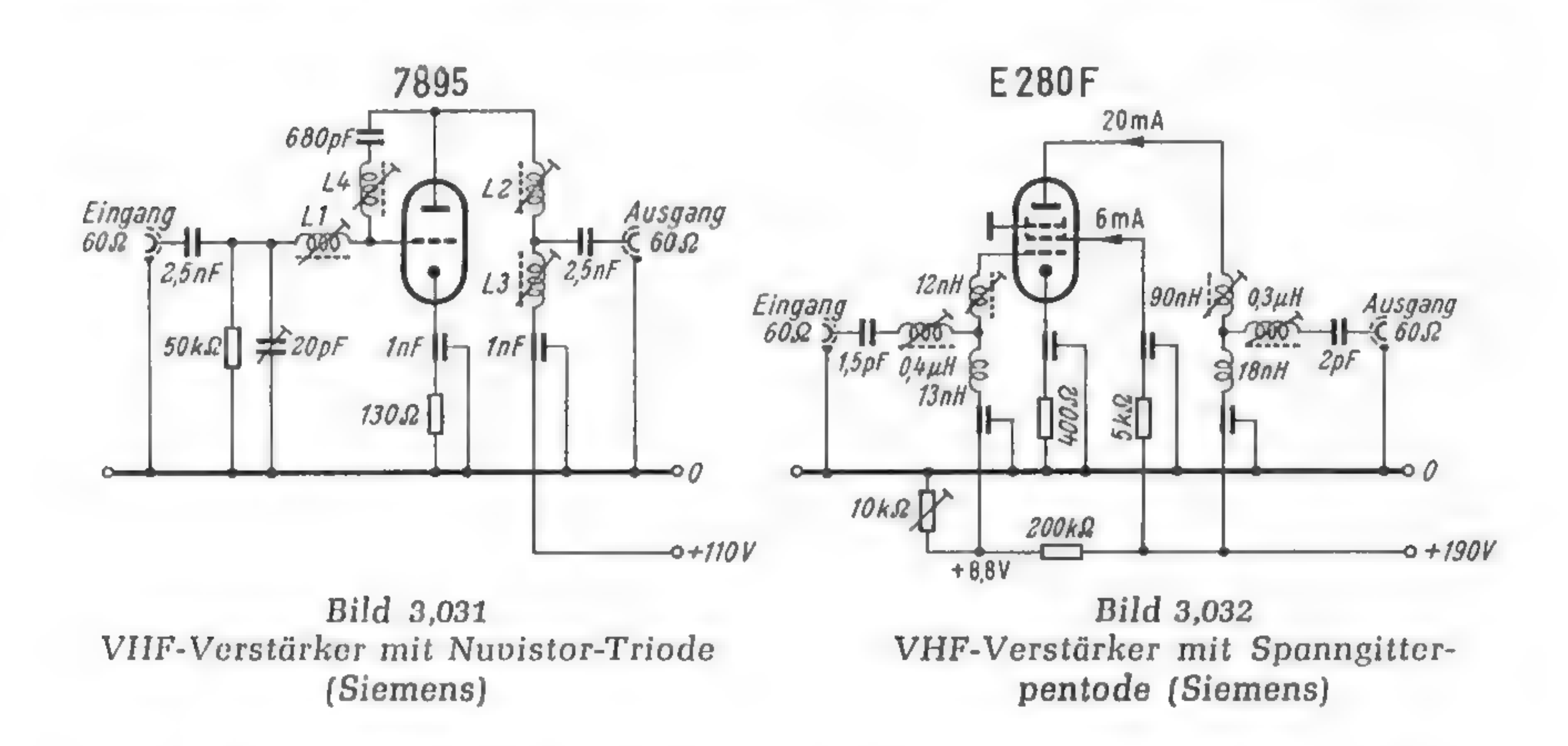


Bild 3,031
VHF-Verstärker mit Nuvistor-Triode (Siemens)

Bild 3,032
VHF-Verstärker mit Spanngitterpentode (Siemens)

zeigt. Die Schwingneigung verursachende Gitteranodenkapazität der Triode wird hier durch die Induktivität L 4 neutralisiert. Sie bildet zusammen mit der Gitteranodenkapazität C_{ga} einen Parallelschwingkreis, der auf die Mitte des Übertragungsbereiches abgeglichen wird. Dieser hochohmige Sperrkreis verhindert, daß Anodenwechselspannung auf das Gitter rückkoppelt. Der Kondensator von 680 pF in Reihe mit der Spule L 4 stellt lediglich eine Gleichstromsperre dar. Mit der Schaltung erhält man für den Fernsehbereich III bei 7 MHz Bandbreite eine Leistungsverstärkung von 20 dB. Die Rauschzahl beträgt bei Leistungsanpassung nur etwa $3\,kT_0$, entsprechend 4,7 dB. Die guten Verstärkungseigenschaften dieser Katodenbasisstufe sind dem relativ hohen Eingangswiderstand des Nuvistors zu verdanken. Bei f = 200 MHz erhält man in betriebsmäßiger Schaltung einen Eingangswiderstand von etwa 1,5 kΩ.

1) **Nach einem besonderen Verfahren hergestellte Spezialröhren**

Bild 3,032 zeigt eine Spezialpentode in Katodenbasisschaltung bei einem Breitbandverstärker für Bereich III in Gemeinschaftsantennen-Anlagen. Eingangs- und Ausgangskreise sind als Serien-Parallelkreise ausgebildet, um sie besser an die 60-Ω-Antennenkabel anzupassen. Die Serienkreise sind so abgeglichen, daß sie die Resonanzkuppen der Parallelkreise kompensieren und damit eine flache breitbandige Durchlaßkurve bewirken. Die Stufe braucht nicht neutralisiert zu werden, die Pentode ergibt eine günstige Verstärkung, als Spezialröhre ist ihre Lebensdauer sehr hoch, so daß ein solcher Antennenverstärker während der gesamten Sendezeit durchlaufen kann.

Bild 3,04. Anodenbasis-Verstärker (Katodenverstärker)

Bei der Anodenbasis-Schaltung liegt der Eingangskreis ebenfalls zwischen Gitter und Masse, der Ausgangskreis zwischen Katode und Masse. Die Katode führt also Wechselspannung, dagegen ist die Anode über einen Kondensator geerdet, also mit der „Basis" verbunden. Die Ausgangsspannung wird an der Katode abgenommen. Die Schaltung wird daher auch als Katodenverstärker oder Katodenfolger bezeichnet. Bekanntlich wirkt ein Widerstand, also auch ein Resonanzkreis in der Katodenleitung, gegenkoppelnd. Da hier der gesamte Arbeitswiderstand in der Katodenleitung liegt, beträgt die Gegenkopplung rund 100 %. Bei einer so starken Gegenkopplung kann natürlich nicht gleichzeitig eine Rückkopplung auftreten, d. h. die Anodenbasis-Schaltung besitzt keine Schwingneigung. Andererseits wird durch diese starke Gegenkopplung die Verstärkung bis unter den Wert 1 herabgesetzt. Der Ausdruck Katoden-„Verstärker" ist also eigentlich irreführend, denn die Stufe verstärkt nicht, sondern schwächt sogar. Daher bringt auch eine Pentode mit ihrer an sich hohen Verstärkungsziffer in dieser Schaltung keine Vorteile. Steht nur eine Pentode zur Verfügung, so ist sie als Triode zu schalten.

Trotz der fehlenden Verstärkung hat die Anodenbasis-Stufe Vorteile. Die starke Gegenkopplung bewirkt Verzerrungsfreiheit und großen Aussteuerbereich, der Ausgangswiderstand zwischen Katode und Masse wird sehr klein. Betrachtet man ihn als Innenwiderstand R_i' eines Generators, dann ist dessen Wert:

$$R_i' = \frac{\text{Leerlaufspannung}}{\text{Kurzschlußstrom}}$$

Die Leerlaufspannung ergibt sich bei unendlich großem Katodenwiderstand. Die Verstärkung ist dann $V = 1$, also ist die Leerlaufspannung gleich der Eingangsspannung u_e. Der Kurzschlußstrom ergibt sich für kurzgeschlossenen Arbeitswiderstand. Dann gilt die Beziehung für die statische Röhrensteilheit:

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}$$

Faßt man Δi_a als Anodenwechselstrom und Δu_g als Gitterwechselspannung auf, dann ergibt sich $S = \frac{i_a}{u_g}$ und der Kurzschlußstrom zu:

$$i_a = S \cdot u_g$$

Folglich ist

$$R_i' = \frac{u_g}{S \cdot u_g} = \frac{1}{S}$$

Der Widerstand an den Ausgangsklemmen hängt also hauptsächlich von der Röhrensteilheit ab. Bei der Röhre PCC 88 beträgt

$$S = 12{,}5 \text{ mA/V} = 12{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V},$$

also wird

$$R_i' = \frac{10^3}{12{,}5} = 80\,\Omega$$

Der Anodenbasis-Verstärker stellt demnach einen Generator mit kleinem innerem Widerstand dar und ist daher z. B. sehr gut zum Anpassen an niederohmige Verbraucher geeignet. Das gilt nicht nur für Eingangsstufen, sondern in der gesamten Empfängerschaltungstechnik und Meßtechnik.

Wird das Gitter bei dieser Schaltung positiver, dann steigt der Anodenstrom und damit der Spannungsabfall am Katodenwiderstand. Die Katode wird also ebenfalls positiver; das bedeutet, daß Eingangs- und Ausgangsspannung gleiche Phasenlage besitzen. Infolge der gegenkoppelnden Wirkung erscheint weiterhin ein zwischen Gitter und Katode liegender Widerstand vergrößert zwischen den Eingangsklemmen, d. h. der dämpfende Einfluß des elektronischen Eingangswiderstandes der Röhre auf den Eingangskreis wird verringert. Die wichtigsten Formeln für den Anodenbasis-Verstärker lauten vereinfacht:

$$V' < 1; \quad r_e' = \frac{r_e}{1 - V'}; \quad R_i' = \frac{1}{S}$$

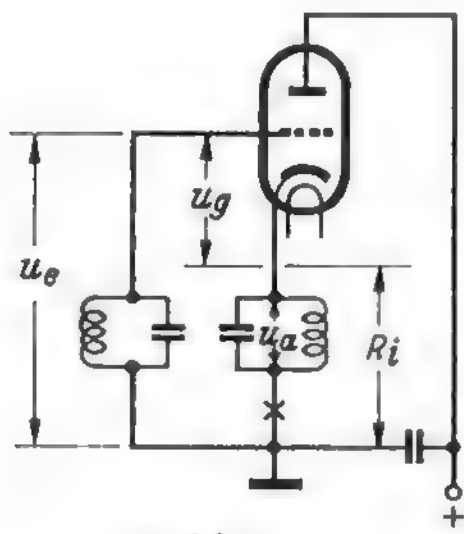


Bild 3,04
Anodenbasisverstärker; die Anode ist wechselspannungsmäßig geerdet, die Ausgangsspannung wird an der Anode abgenommen. X = Katodenwiderstand zum Erzeugen der Gittervorspannung

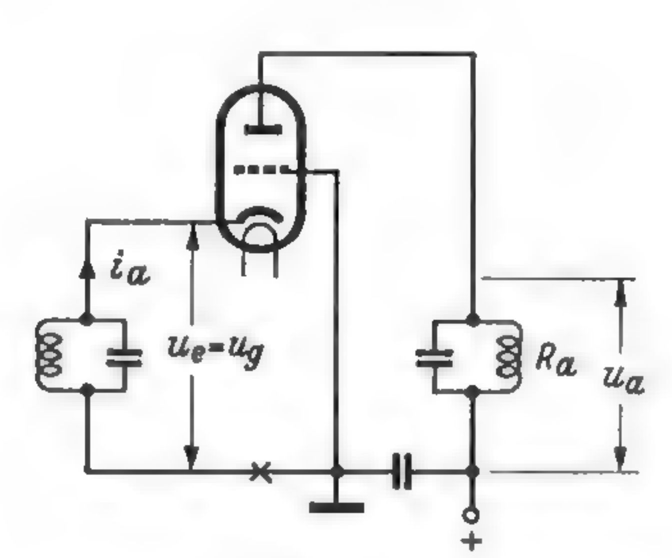


Bild 3,05
Gitterbasisverstärker; das Gitter ist geerdet und dient als Abschirmung. X = Katodenwiderstand zum Erzeugen der Gittervorspannung

Bild 3,05. Gitterbasis-Verstärker

Der Eingangskreis liegt zwischen Katode und Masse, der Ausgangskreis zwischen Anode und Masse. Das Gitter bildet die Basis und ist geerdet. Es wirkt daher als Abschirmung zwischen Eingang und Ausgang ähnlich wie das Schirmgitter einer Pentode. Die Stufe besitzt daher keine Schwingneigung, und es ist keine Neutralisierung notwendig.

Der Eingangswiderstand ergibt sich aus folgender Überlegung: Durch den Eingangskreis fließt zwangsläufig auch der Anodenwechselstrom i_a

$$i_a = S \cdot u_g \text{ (vgl. Bild 3,03)} = S \cdot u_e$$

Daher ist der Eingangswiderstand

$$r_e' = \frac{u_e}{i_a} = \frac{u_e}{S \cdot u_e} = \frac{1}{S}$$

Dies ergibt bei der Röhre PCC 88 ebenfalls einen Wert von 80 Ω. Der Eingangswiderstand eines Gitterbasis-Verstärkers ist also gleich dem Ausgangswiderstand

eines Anodenbasis-Verstärkers. Daher besteht gerade die richtige Anpassung, wenn zwei derartige Stufen aufeinanderfolgen. Ein Schwingkreis wird durch diese niedrigen Widerstandswerte so stark gedämpft, daß er eine sehr große Bandbreite erhält und nicht auf die einzelnen Kanäle abgestimmt zu werden braucht.

Die Verstärkung einer Gitterbasis-Stufe ist praktisch gleich der einer Katodenbasis-Stufe (Bild 3,02). Ebenso bleibt der Innenwiderstand R_i erhalten. Wird die Katode positiv, dann entspricht dies einem Negativwerden des Gitters. Der Anodenstrom und der Spannungsabfall am Anodenkreis werden also kleiner. Die Anodenspannung nähert sich dem Wert der Betriebsspannung, sie wird positiver. Es besteht demnach auch hier Phasengleichheit zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung.

$$r_e' = \frac{1}{S}\ ;\ V \approx S \cdot R_a \text{ (für } R_a < R_i)$$

Bild 3,06. Schaltbeispiel einer Gitterbasis-Stufe

Die Abschirmwirkung des Gitters ist besonders im UHF-Bereich willkommen, weil bei den extrem hohen Frequenzen bereits winzige Kopplungen zwischen Gitter- und Anodenkreis die Stufe zum Schwingen bringen würden. Man unterstützt die Abschirmwirkung, indem man für UHF-Abstimmteile die Röhre so in eine Abschirm-

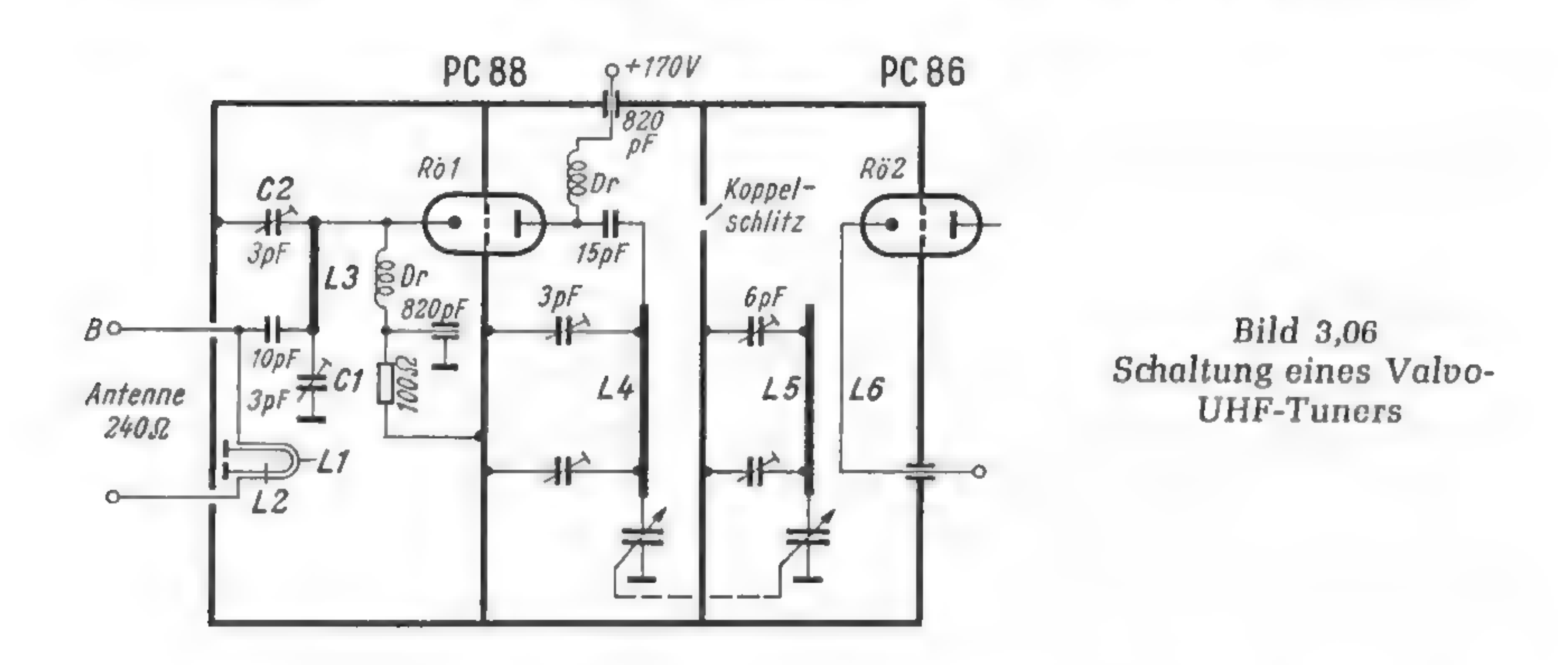


Bild 3,06
Schaltung eines Valvo-UHF-Tuners

wand einfügt, daß Gitter- und Anodenkreis nicht aufeinander koppeln können. Die Kreise bildet man bei diesen hohen Frequenzen (Dezimeterwellen) als Leitungs-Topfkreise aus (vgl. Kapitel 16).

Der symmetrische 240-Ω-Antenneneingang wird durch eine *Umwegspule* L 1, L 2 und einen π-Kreis C 1, L 3, C 2 an den unsymmetrischen Katodeneingang der Röhre *Rö* 1 (etwa 100 Ω) angepaßt. Die für Gitterbasis-Stufen vorgesehenen Röhren besitzen zwei Gitteranschlüsse, damit die Abschirmwand möglichst wirksam angeschlossen werden kann. Dies verhindert die restliche Schwingneigung und macht die Bandbreite des Anodenkreises konstant. Der Anodenkreis ist mit einem weiteren Abstimmkreis mit der Induktivität L 4 zu einem Bandfilter zusammengefaßt. Die Kreise koppeln durch Schlitz in der Abschirmwand aufeinander. Eine Koppelschleife *L* 6 führt das verstärkte Signal zur Katode der folgenden, ebenfalls in Gitterbasisschaltung arbeitenden Röhre *Rö* 2.

Bild 3,07. Katodenbasis-Stufe + Gitterbasis-Stufe (Kaskoden-Verstärker)

Man kann vor eine Gitterbasis-Stufe auch eine Katodenbasis-Stufe schalten; allerdings liegt dann der niedrige Eingangswiderstand der Gitterbasis-Stufe parallel zum Anodenkreis der vorhergehenden Stufe. Dadurch wird die Verstärkung ebenfalls bis auf den Wert 1 herabgesetzt. Diese Schaltung besitzt den hohen Eingangswiderstand einer Katodenbasis-Stufe sowie die hohe Verstärkung und die geringe Rückwirkung einer Gitterbasis-Stufe.

Eine solche Anordnung wird als *Kaskoden-Verstärker* bezeichnet. Er ist für Frequenzen um 200 MHz und höher geeignet. Der Kaskoden-Verstärker vereinigt das geringe Rauschen einer Triodenstufe mit der geringen Rückwirkung und der großen Verstärkung einer Pentode gleicher Steilheit.

Bei der Kaskoden-Schaltung verbindet man die Anode der ersten Triode unmittelbar mit dem Gitter der zweiten. Dadurch verringert sich der Aufwand an Schaltmitteln, und der Verstärker wird durch Wegfallen des Koppelkondensators übersichtlicher und unkritischer. Für diesen Zweck wurden die Doppeltrioden PCC 84 und PCC 88 geschaffen.

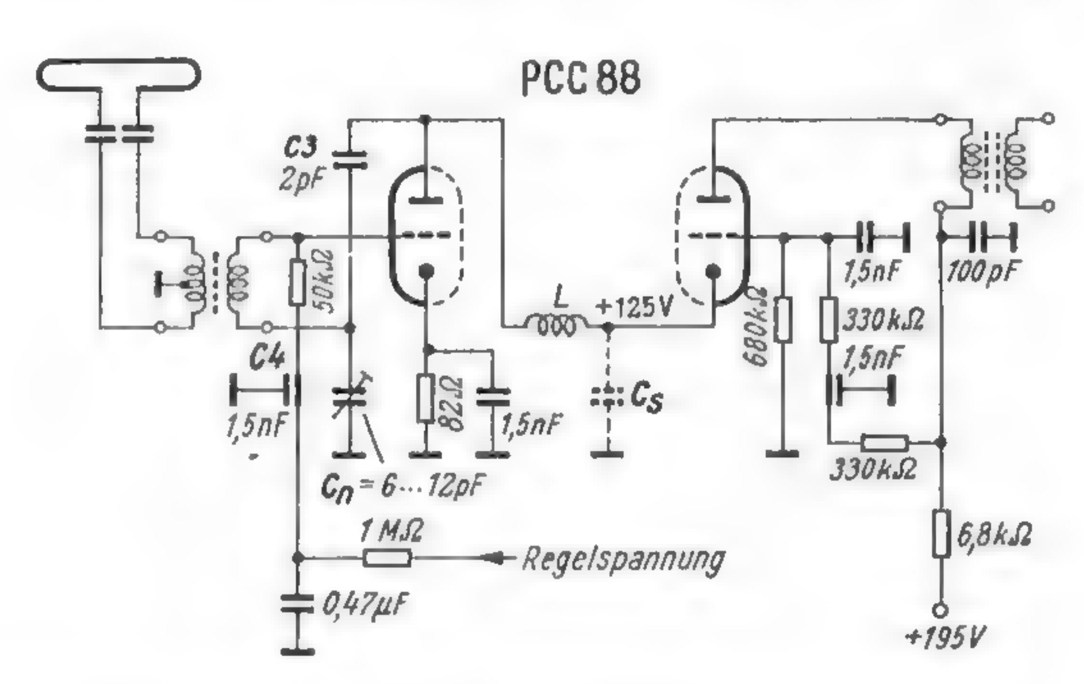


Bild 3,07 Galvanisch gekoppelter Kaskodenverstärker (Telefunken)

Für jeden Fernsehkanal wird ein besonderer Spulensatz, bestehend aus Antennen- und Gitterspule sowie den Spulen des Ausgangsbandfilters, vorgesehen. Die Eingangstriode wird geregelt, und sie wird außerdem über C 3 = 2 pF und den Trimmer C_n neutralisiert, nicht um die Schwingneigung zu unterdrücken (die Verstärkung ist ohnehin gering), sondern um das Rauschen noch weiter herabzusetzen. Die Einstellung ist unkritisch, C_n braucht nicht mit den Spulensätzen umgeschaltet zu werden. Die Spule L in der Kopplungsleitung ist mit der Eingangs- und Schaltkapazität C_s der zweiten Triode in Serienresonanz auf Bandmitte abgestimmt. Dadurch wird der kapazitive Nebenschluß von C_s zu dem ohmschen Eingangswiderstand der Gitterbasis-Stufe beseitigt. Dieser Eingangswiderstand hat bei einer Röhre PCC 88 einen Wert von 80 Ω (siehe Bild 3,05). Bei einer Streukapazität C_s von nur 4 pF beträgt der kapazitive Widerstand bei 20 MHz bereits

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^{6} \cdot 4} \approx 200\,\Omega$$

Dies bedeutet für den Wirkwiderstand von 80 Ω einen recht schädlichen Nebenschluß, der jedoch durch die Abstimmung mit L beseitigt wird.

Infolge der gleichstrommäßigen Reihenschaltung der beiden Röhrensysteme stellt sich an der Katode der zweiten Triode eine Spannung von etwa + 125 V ein. Das

Gitter darf daher nicht unmittelbar geerdet werden, sondern es wird für Hochfrequenz über einen Kondensator von 1,5 nF kapazitiv geerdet. Die etwas unterhalb + 125 V liegende Gittervorspannung wird durch den Spannungsteiler 680 kΩ/330 kΩ/330 kΩ eingestellt.

Eine Kaskoden-Schaltung mit der Röhre PCC 88 ergibt von einem 240-Ω-Dipol bis zum Ausgangsbandfilter eine fast 200fache Spannungsverstärkung.

Mischstufe

Bild 3,08. Gemeinsamer Oszillator für Bild und Ton

Zu leicht wird bei der Schaltungsbetrachtung eines Fernsehgerätes übersehen, daß eigentlich zwei Sender, nämlich der Bild- und der Tonsender, gleichzeitig empfangen werden. Es müssen also auch zwei Zwischenfrequenzen im Empfänger erzeugt werden. Man verwendet aber dazu nur eine Oszillatorfrequenz. Dadurch werden Schaltmittel erspart, und es ergibt sich der große Vorteil, daß nur eine gemeinsame Abstimmung bedient zu werden braucht. Bei den schwer vermeidbaren kleinen Frequenzwanderungen der Oszillatoren wäre es sehr lästig, zwei getrennte Feineinstellungen für Bild und Ton betätigen zu müssen.

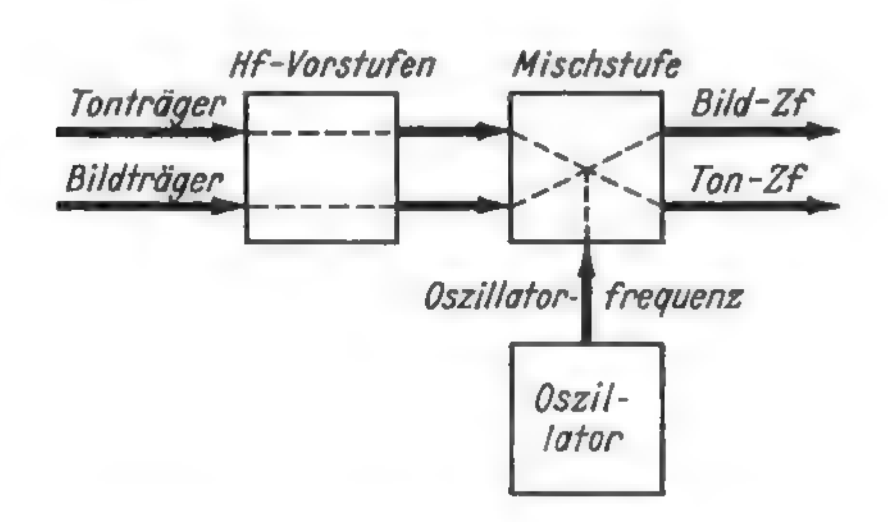


Bild 3,08
Frequenzmischung im Fernsehempfänger

Bild 3,09. Lage der Trägerfrequenzen im VHF-Bereich

Ein Zahlenbeispiel zeigt, wie die beiden Zwischenfrequenzen zustandekommen. Die Oszillatorfrequenz O liegt oberhalb der Empfangsfrequenz E_{Ton} für den Ton und E_{Bild} für das Bild. Daraus ergeben sich als Zwischenfrequenzen die Differenzen

$$O - E_{\mathrm{Ton}} = Zf_{\mathrm{Ton}}$$
$$O - E_{\mathrm{Bild}} = Zf_{\mathrm{Bild}}$$

Die Oszillatorfrequenz selbst errechnet sich als Summe von Empfangsfrequenz und zugehöriger Zwischenfrequenz, z. B.

$$O = E_{\mathrm{Bild}} + Zf_{\mathrm{Bild}} \qquad \text{oder} \qquad O = E_{\mathrm{Ton}} + Zf_{\mathrm{Ton}}$$

Für den Fernsehkanal 9 mit $E_{\mathrm{Ton}} = 208{,}75$ MHz und $E_{\mathrm{Bild}} = 203{,}25$ MHz und eine Oszillatorfrequenz $O = 242{,}15$ MHz ergeben sich also:

$$242{,}15 - 208{,}75 = 33{,}4 = Zf_{\mathrm{Ton}}$$
$$242{,}15 - 203{,}25 = 38{,}9 = Zf_{\mathrm{Bild}}$$

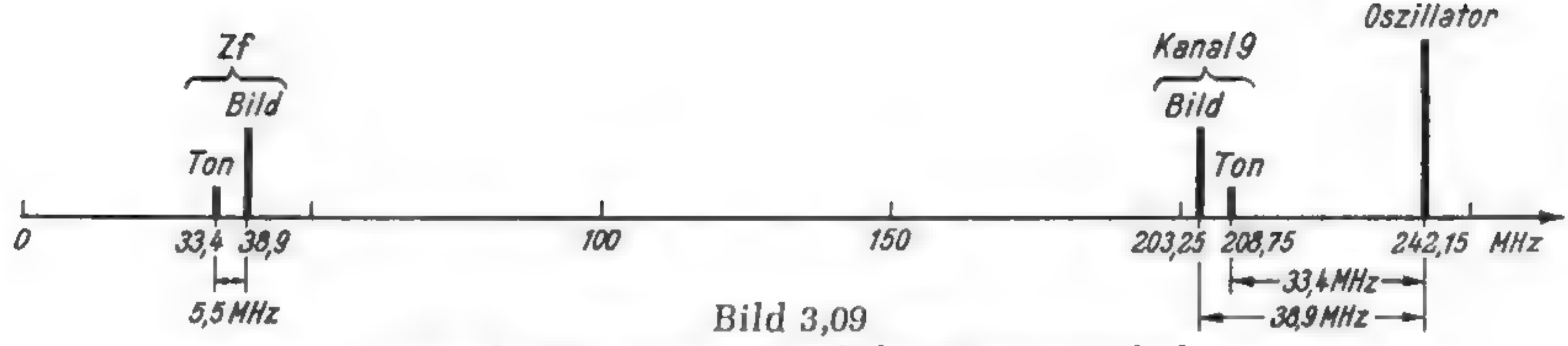


Bild 3,09
Lage der Frequenzen auf der Frequenzskala

Man beachte:

a) Im Hf-Teil ist die Frequenz des Tonträgers höher als die des Bildträgers;

b) die Oszillatorfrequenz ist höher als die Empfangsfrequenzen;

c) im Zf-Teil ist die Frequenz des Tonträgers niedriger als die des Bildträgers.

Selbstverständlich sind nicht nur die beiden im Abstand von 5,5 MHz liegenden Frequenzen des Ton- und Bildträgers, sondern das gesamte zugehörige Modulationsband zu übertragen. Vorkreise und Zf-Verstärker müssen daher die entsprechende Durchlaßbreite besitzen.

Bild 3,10. Lage der Trägerfrequenzen im UHF-Bereich

Für den UHF-Bereich sieht man einen besonderen Abstimmteil (UHF-Tuner) mit Eingangs- und Mischstufe vor. Dies läßt sich elektrisch und mechanisch besser beherrschen, als wenn Eingangskreise und Oszillator von rund 40 MHz bis 800 MHz durchgestimmt werden sollten. Auch lassen sich die 40 Kanäle des UHF-Bereiches nicht mehr durch Umschalten mit einem Spulenrevolver abstimmen, sondern man

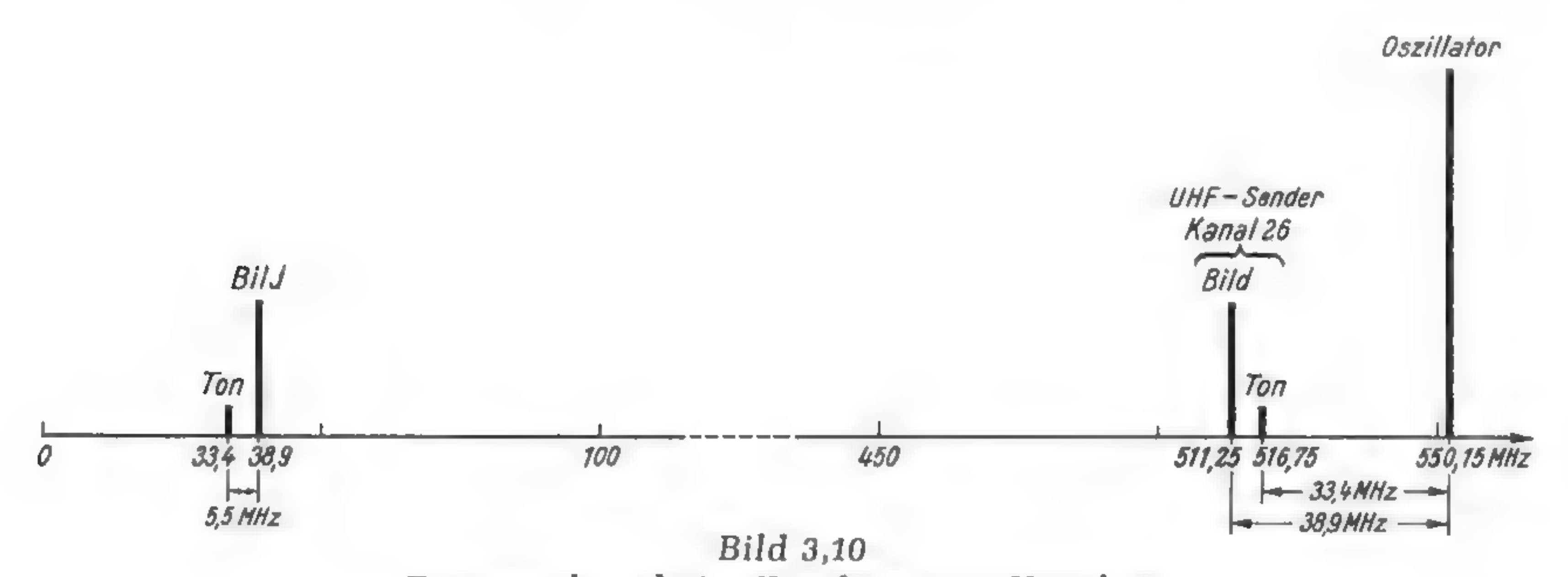


Bild 3,10
Frequenzlage beim Empfang von Kanal 26

muß dazu Drehkondensatoren benutzen. Grundsätzlich arbeitet jedoch der UHF-Oszillator nach dem gleichen Prinzip wie der Oszillator im VHF-Bereich. Wir wählen als Beispiel den Kanal 26 mit 511,25 MHz Bildträger und 516,75 MHz Tonträger. Umgesetzt wird auf die gleichen Zwischenfrequenzen 33,4 MHz und 38,9 MHz. Daraus ergibt sich eine Oszillatorfrequenz von

$$O = 511{,}25 + 38{,}9 = 550{,}15 \text{ MHz}$$

Die Frequenzvariation des UHF-Oszillators muß betragen:

$$\left.\begin{array}{l} 470 + 38{,}9 = 508{,}9 \\ 790 + 38{,}9 = 828{,}9 \end{array}\right\} \sim 510 : 830 = 1 : 1{,}63$$

Bild 3,11. Lage der Trägerfrequenzen bei UHF-Konvertern

Für die vielen bei der Einführung des UHF-Bereiches bereits vorhandenen älteren Empfänger schuf man *Konverter*. Dies sind Vorsatzgeräte zum Umsetzen der UHF-Frequenz in die Frequenz des Kanales 3 oder 4 im VHF-Bereich. Man stellt den Empfänger auf diesen Kanal ein und stimmt die UHF-Frequenz am Konverter ab. Der Konverter enthält Vorstufe, Mischstufe und Oszillator wie ein UHF-Tuner, arbeitet also nach dem Überlagerungsprinzip. Man spricht deshalb bei diesem Verfahren von *Doppelüberlagerung* und bezeichnet den Dezi-Oszillator als ersten und den im Empfänger als zweiten Oszillator.

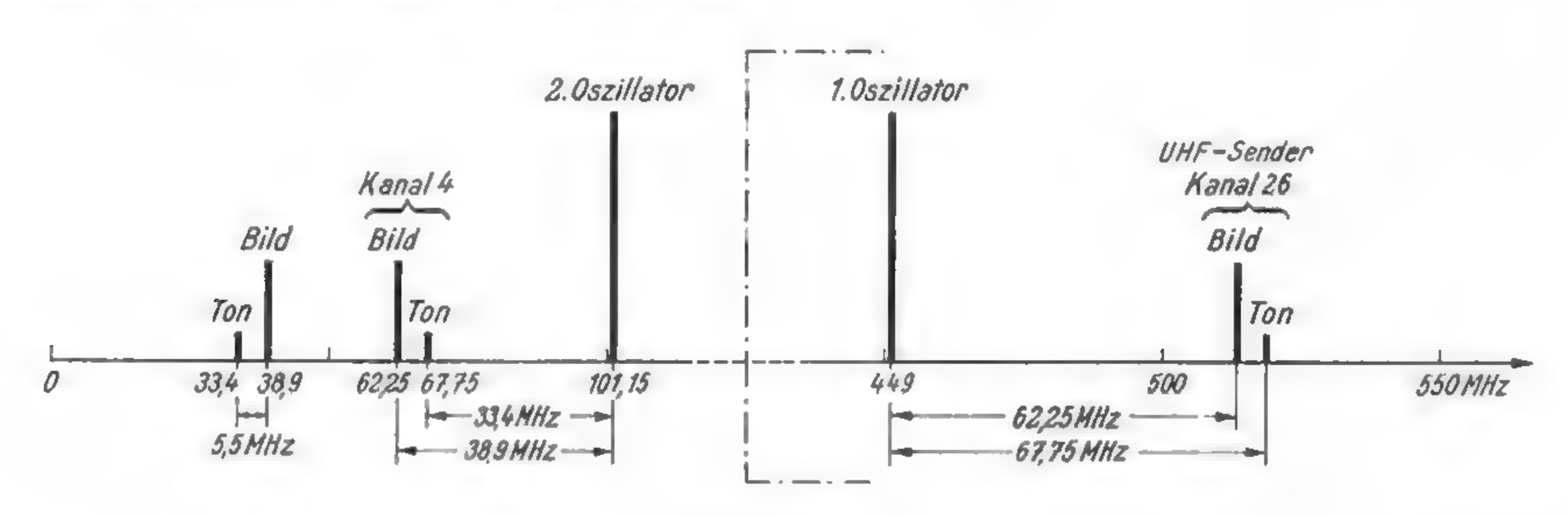


Bild 3,111
Frequenzlage für Kanal 26 bei Doppelüberlagerung

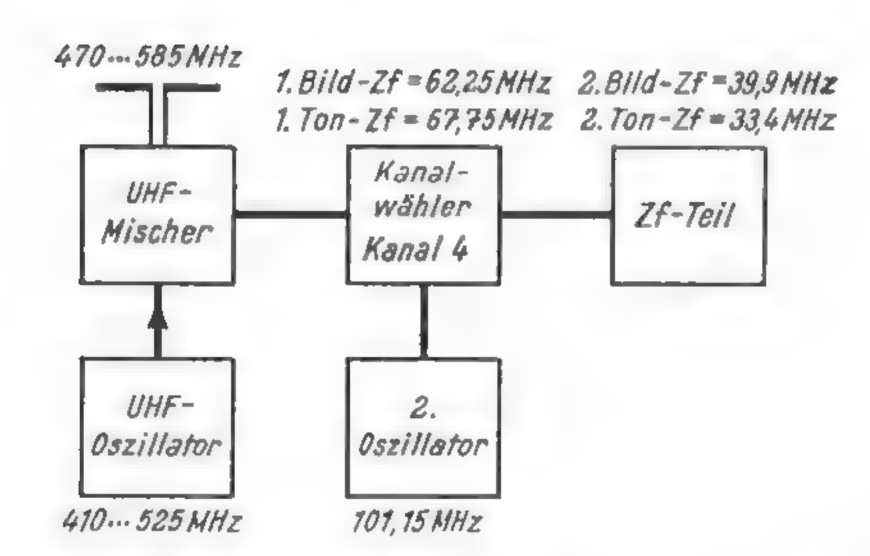


Bild 3,112
Schema für die Doppelüberlagerung

Bei Doppelüberlagerung muß dem zweiten Oszillator im Empfänger wie beim normalen Empfang ein Signal zugeführt werden, bei dem die Bildträgerfrequenz niedriger als die des Tonträgers ist. Die Frequenz des ersten Oszillators muß dann aber niedriger sein als die Empfangsfrequenz, also im Beispiel für Kanal 26 bei 449 MHz liegen. Man erhält dann für die erste Bildzwischenfrequenz

$$511{,}25 - 449 = 62{,}25 \text{ MHz}$$

und für die erste Tonzwischenfrequenz

$$516{,}75 - 449 = 67{,}75 \text{ MHz}$$

Das sind aber die Frequenzen von Kanal 4, die nun mit der zweiten im eigentlichen Kanalwähler erzeugten Oszillatorfrequenz von 101,15 die endgültigen Zwischenfrequenzen 33,4 und 38,9 MHz ergeben. Man ersieht daraus, warum der erste Oszillator bei Doppelüberlagerung mit einer Frequenz *unterhalb* der Empfangsfrequenz schwingen muß.

Die Oszillatorvariation für das UHF-Band beträgt in diesem Falle etwa

$$470 - 60 = 410 \text{ MHz} : 790 - 60 = 730 \text{ MHz}$$

410 : 730 ergibt eine Variation von etwa 1 : 1,8. Die Oszillatorfrequenzen liegen bei diesem Verfahren zwar niedriger als bei der Einfachüberlagerung, dafür ist aber die erforderliche Oszillatorvariation größer, und bei Dezimeterwellen wachsen damit die Schwierigkeiten, einen Oszillator gleichmäßig über den Bereich hinweg zum Schwingen zu bekommen.

Andererseits ergibt sich beim Empfang mit einem solchen Konverter eine größere Verstärkung als bei Einfachüberlagerung, weil die gesamte Verstärkung des VHF-Eingangsteiles mit in Reihe liegt.

Bild 3,12. Pentoden-Mischstufe für den VHF-Bereich

Bereits beim UKW-Rundfunk werden additive Mischschaltungen wegen ihrer größeren Überlagerungssteilheiten und wegen des geringeren Rauschens bevorzugt. Dies gilt noch mehr für Fernsehfrequenzen um 200 MHz. Grundsätzlich könnte man hier ebenfalls Schaltungen mit selbsterregter Mischröhre, etwa der Triode EC 92, anwenden. Bei einem getrennten Oszillator lassen sich jedoch Schwingungserzeugung

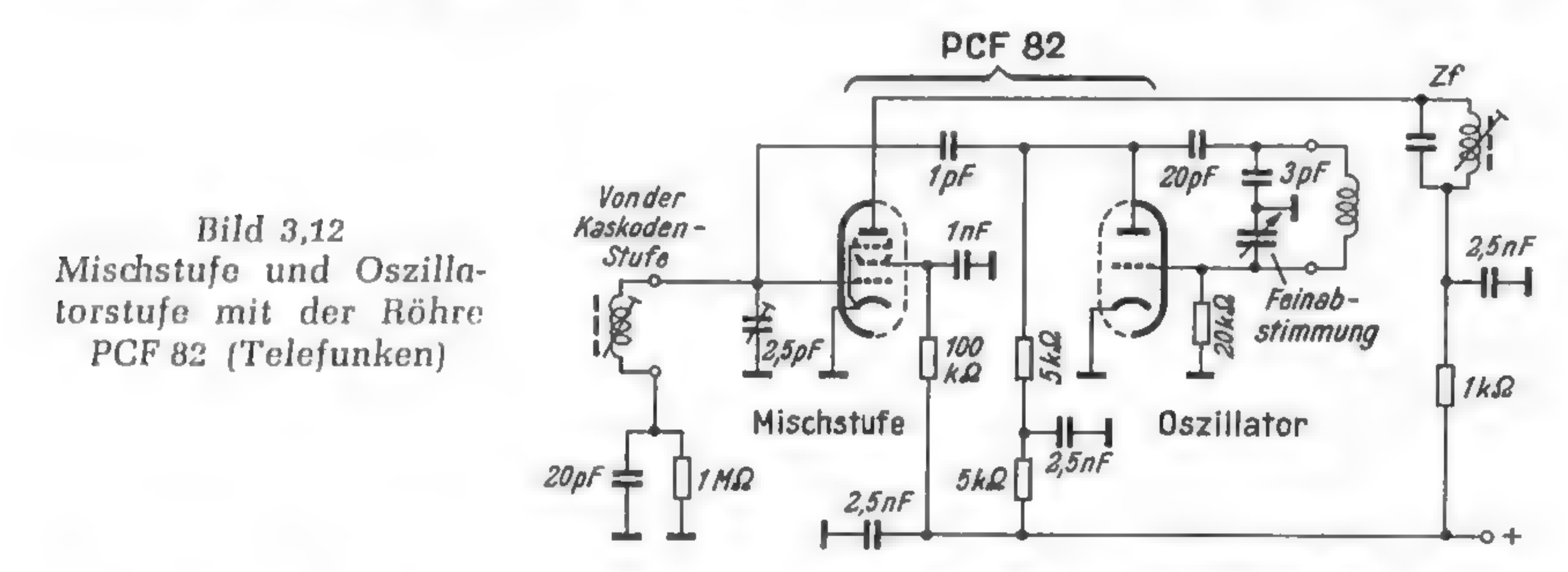


Bild 3,12 Mischstufe und Oszillatorstufe mit der Röhre PCF 82 (Telefunken)

und Mischung unabhängig voneinander auf die günstigsten Werte einstellen. Die Schwingungen werden meist in einer kapazitiven Dreipunktschaltung nach Colpitts erzeugt. Eine Teilkapazität des Oszillators wird dabei zur Feinabstimmung veränderlich ausgeführt.

Das Bildbeispiel zeigt eine Pentodenmischstufe mit getrenntem Triodenoszillator unter Verwendung der eigens hierfür entwickelten Röhre PCF 82 (Telefunken). Dem gleichen Zweck dient die Valvo-Röhre PCF 80. Die Oszillatorspannung wird über den 1-pF-Kondensator an das Steuergitter der Mischröhre geführt. Die Amplitude wird so groß gewählt, daß die Mischröhrenkennlinie voll durchgesteuert wird. Die Vorspannungen der Mischröhre und der Oszillatorröhre werden durch Gleichrichtung der Gitterwechselspannung erzeugt. Die Höhe der Vorspannung kann bei beiden Röhren in bekannter Weise durch Messen des Gitterstromes festgestellt werden.

Bild 3,13. Trioden-Mischstufe für den UHF-Bereich

Im UHF-Bereich bietet die Pentodenmischung keine Vorteile. Man greift hier wieder zur selbsterregten Mischtriode. Sie wird für die Eingangsfrequenz in Gitterbasisschaltung betrieben. Der Oszillatorkreis liegt parallel zum Zf-Kreis an der Anode. Er ist über 6,8 pF sehr lose angekoppelt, damit er beim Durchstimmen den Zf-Kreis

möglichst wenig beeinflußt. Außerdem schließt die UHF-Drossel Dr den Topfkreis-Innenleiter für die Zwischenfrequenz gegen das Gehäuse kurz, so daß sich die Kapazitätsänderungen des Abstimmkondensators nicht auf den Zf-Kreis auswirken können. Der Oszillator schwingt in Colpitts-Schaltung über die inneren Röhrenkapazitäten[1]). Der Arbeitspunkt der Mischtriode wird durch den 220-Ω-Katodenwiderstand eingestellt. Der Zf-Ausgangskreis ist als π-Filter ausgebildet, die Zf-Spannung wird kapazitiv am Fußpunkt ausgekoppelt.

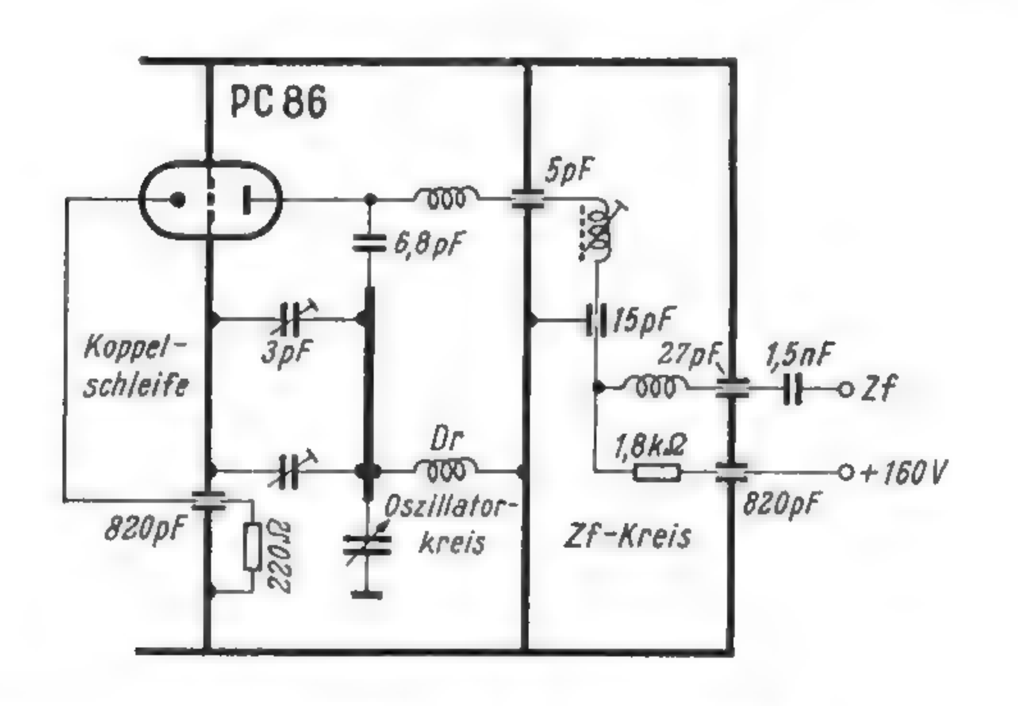


Bild 3,13
UHF-Mischstufe
im Valvo-Tuner

Bild 3,14. Diodenmischung im UHF-Bereich

Eine schaltungsmäßig recht einfache Anordnung für den UHF-Bereich ist der Diodenmischer. Unter Verzicht auf Verstärkung mischt man Eingangs- und Oszillatorfrequenz additiv in einer Kristalldiode. Das ergibt ein günstiges Signal/Rausch-Verhältnis, besonders wenn Siliziumdioden anstelle von Germaniumdioden verwendet werden.

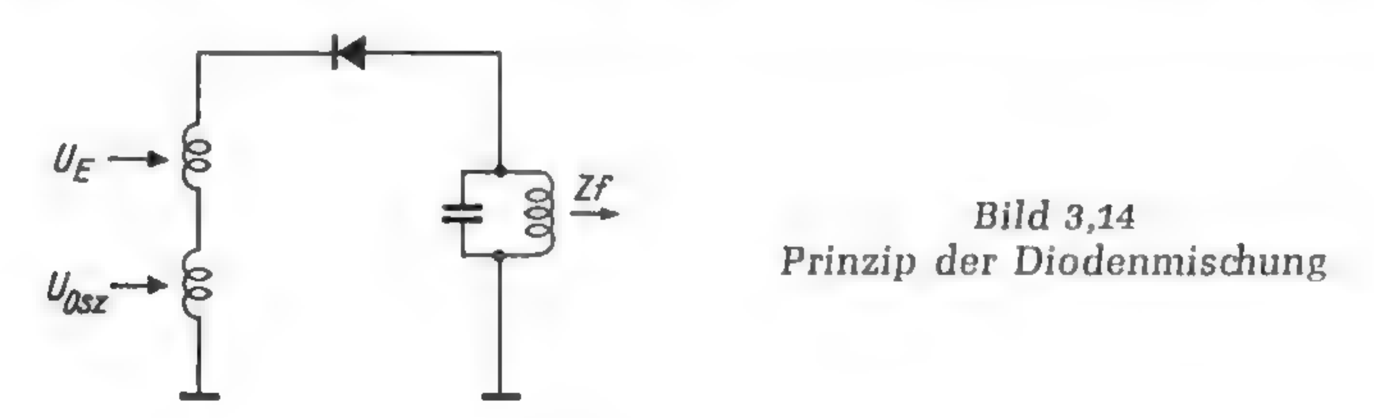


Bild 3,14
Prinzip der Diodenmischung

Bei der Diodenmischung werden Empfangsfrequenz U_E und Oszillatorfrequenz U_{Osz} der Diode zugeführt und die Zwischenfrequenz *Zf* an einem in Reihe liegenden abgestimmten Schwingkreis abgenommen. Da diese Art, eine Zwischenfrequenz zu erzeugen, dem Rundfunktechniker weniger bekannt ist, seien hier die Grundlagen besprochen, zumal sie später bei der Betrachtung des Differenzfrequenz-Verfahrens wieder benötigt werden.

Bild 3,15. Überlagerung zweier Frequenzen

Legt man nach Bild 3,151 zwei Spannungen von verschiedener Frequenz f_1 und f_2 an einen gemeinsamen Widerstand *R*, so addieren sich die Amplituden der beiden Spannungen an diesem Widerstand. Kurvenmäßig ist dies in Bild 3,152 bis 3,154

[1]) Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 9,20

dargestellt. Die resultierende Spannung von f_1 und f_2 erhält man, indem man in jedem Zeitpunkt die gerade herrschenden Spannungen der Einzelfrequenzen entsprechend ihren Vorzeichen addiert. So wird die erste Halbwelle von f_1 (negativ gerichtet) von der ersten Halbwelle von f_2 (positiv gerichtet) abgezogen. Die Amplitude der ersten Halbwelle der gemeinsamen Kurve (Bild 3,154) hat daher die Größe $U_2 - U_1$. Da die Frequenzen verschieden sind, werden an irgendeiner

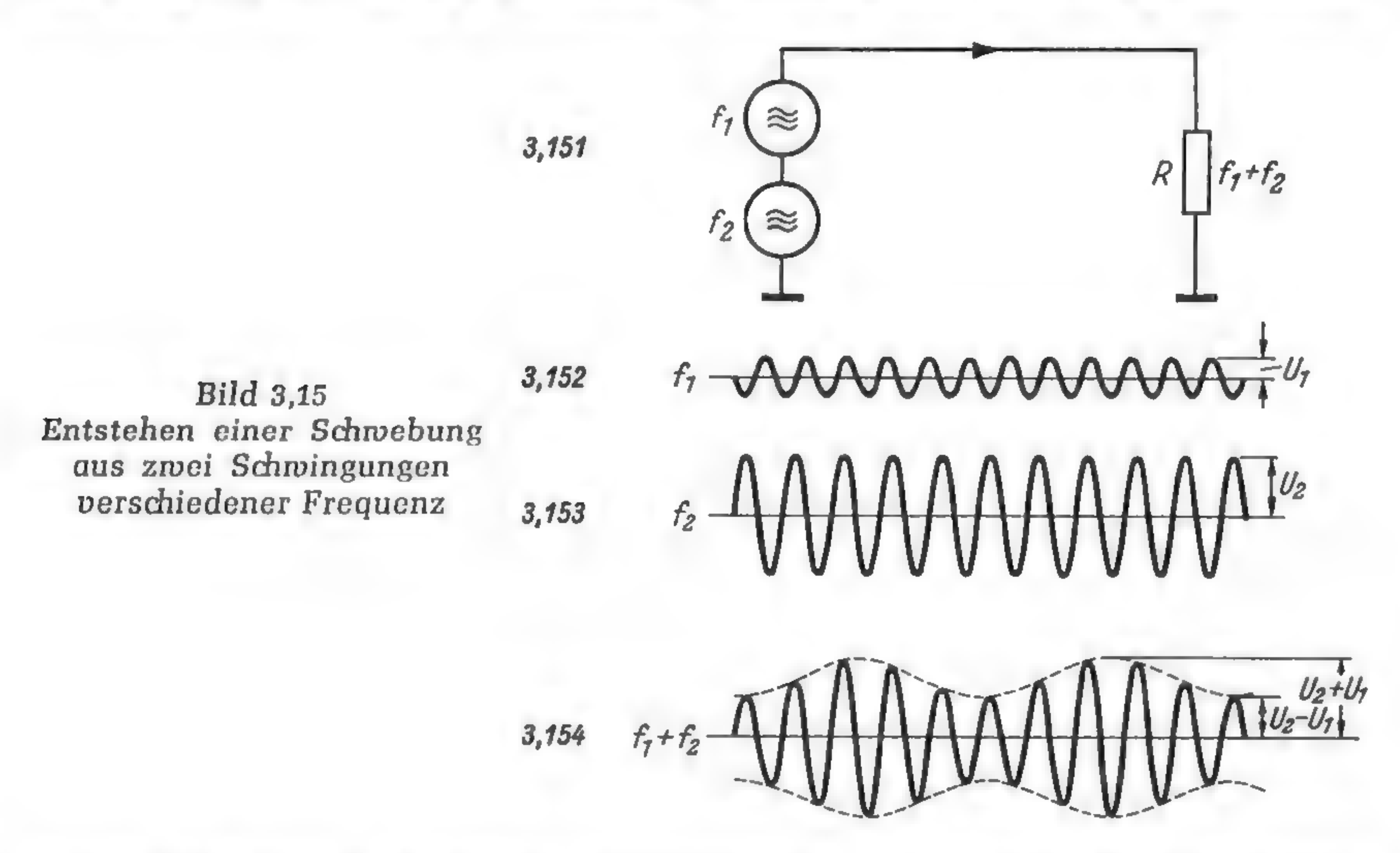


Bild 3,15
Entstehen einer Schwebung aus zwei Schwingungen verschiedener Frequenz

Stelle zwei positive Halbwellen zusammenfallen. Sie addieren sich und ergeben in der gemeinsamen Kurve eine Halbwelle mit der Amplitude $U_2 + U_1$. Die Amplituden in Bild 3,154 schwellen daher periodisch zwischen diesen beiden Werten an und ab. Die Frequenz dieser in der Begrenzungslinie enthaltenen Schwingung ist gleich der Differenz der beiden ursprünglichen Schwingungen f_1 und f_2. Die Differenzfrequenz $f_1 - f_2$ selbst ist jedoch noch nicht am Widerstand vorhanden, denn die zu beiden Seiten der Nullinie liegenden Begrenzungslinien heben sich im Mittel auf. Mit einem Frequenzmesser würde man am Widerstand R immer nur die ursprünglichen Frequenzen f_1 und f_2 feststellen können.

Bild 3,16. Additive Diodenmischung

Gibt man den Kurvenzug von Bild 3,154 auf eine gekrümmte Kennlinie, so wird seine untere Hälfte weggeschnitten (Bild 3,161). Die restlichen oberen Halbwellen enthalten nun tatsächlich außer den ursprünglichen Schwingungen auch die Differenzfrequenz $f_1 - f_2$. Der Vorgang ähnelt der Gleichrichtung einer modulierten Hochfrequenz, wobei die in der Hüllkurve enthaltene Tonfrequenz nutzbar gemacht wird. Zum Mischen kann entweder eine Diode (Bild 3,162) oder eine Röhre dienen wie bei der in den Bildern 3,12 und 3,13 besprochenen additiven Mischung. Dort werden Empfangs- und Oszillatorfrequenz auf das gleiche Gitter gegeben. Eine Gitterkombination oder ein genügend hoher Katodenwiderstand spannen die Röhre so weit vor, daß sie im unteren Knick arbeitet, also Gleichrichterwirkung besitzt. Dies muß sein, denn sonst würde der Kurvenzug nicht gleichgerichtet, sondern nur verstärkt werden. Er behielte dann die Form von Bild 3,154, d. h. die Differenzfrequenz würde sich gar nicht oder nur sehr schwach ausbilden.

Diese Gleichrichter- oder Detektorwirkung kennzeichnet die additive Mischung. Beim Aufkommen der Überlagerungsempfänger gab es noch keine multiplikativen Mischröhren, sondern es wurde stets additiv gemischt. Wegen der Gleichrichterwirkung wurde die Mischstufe damals erster Gleichrichter oder *erster Detektor* genannt. Der eigentliche Zf-Gleichrichter erhielt dann die Bezeichnung *zweiter Detektor*. Diese Zählweise findet man noch in amerikanischen Superhetschaltungen. Der erste Detektor ist also die Mischstufe, selbst wenn eine Mischhexode verwendet wird, bei der keine Gleichrichterwirkung auftritt.

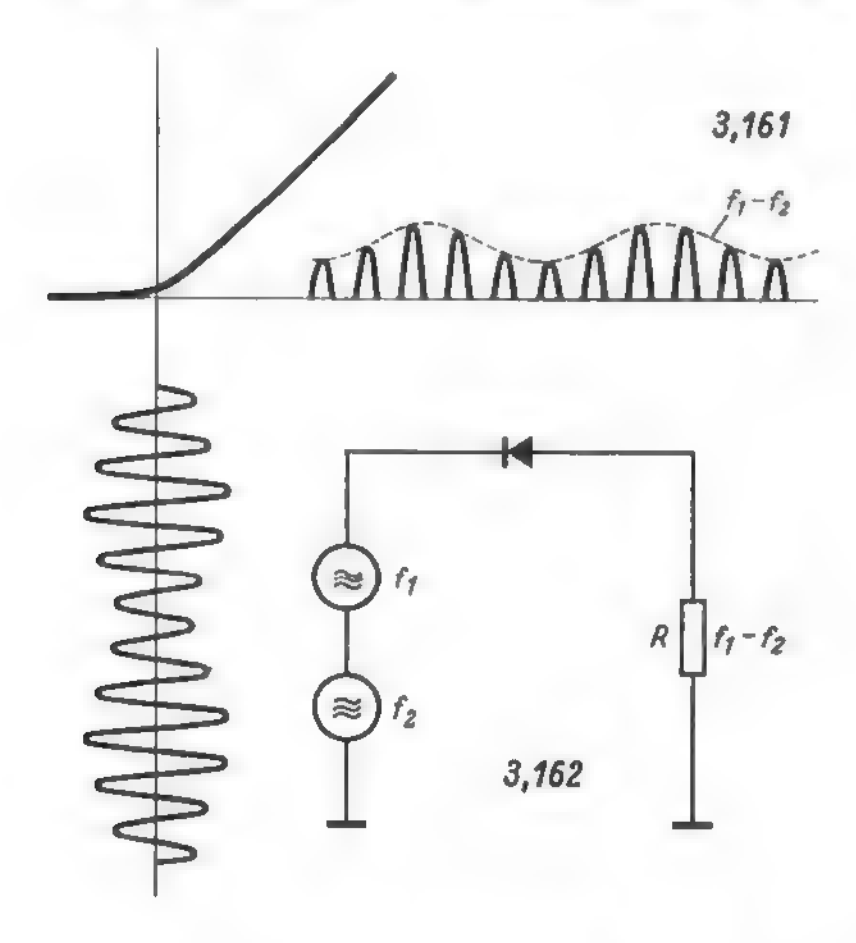


Bild 3,16
Entstehen der Differenzfrequenz aus einer Schwebung durch Gleichrichten mit Hilfe einer Diode

Bei der additiven Mischung hängt die Amplitude der Differenzfrequenz, wie nach den Kurven Bild 3,152 bis 3,154 leicht einzusehen ist, stets von der kleineren Spannung (hier U_1) ab. Ist U_1 sehr klein, dann bildet sich nur eine schwache Schwebung in Bild 3,154 aus. Sind dagegen beide Spannungen gleich groß, dann reicht die Einsattelung bis zur Nullinie herunter. Würden dagegen die Amplituden beider Spannungen schwanken, so daß abwechselnd die eine oder die andere größer ist, dann ergibt die Schwebung überhaupt keine richtige Abbildung der einen Frequenz mehr.

Weiter ist leicht einzusehen, daß beim Ausbleiben einer der beiden Frequenzen auch die Differenzfrequenz wegfällt.

Bild 3,17. Schaltung einer Dioden-Mischstufe

Man kann die Spannungsquelle mit der Frequenz f_1 auch so mit der Mischdiode in Reihe schalten, wie es hier in Bild 3,171 dargestellt ist. Vertauscht man die Anordnung spiegelbildlich, dann gelangt man zu Bild 3,172. Die Frequenz f_1 sei eine UHF-Empfangsfrequenz, f_2 die Oszillatorfrequenz und R ein Zf-Abstimmkreis. Bild 3,173 zeigt eine nach diesem Prinzip arbeitende UHF-Misch/Oszillatorstufe. Die Empfangsspannung kommt von einem UHF-Kreis, der durch einen Kurzschlußschieber abgestimmt wird, über den Kopplungskondensator $C_k = 3$ pF an die Mischdiode. Die Oszillatorspannung wird an der Fußpunkt-Induktivität eines Spannungsteilers, bestehend aus C_1, R_1 und L_1 abgegriffen. Der Oszillator mit der Röhre PC 93 schwingt in Dreipunktschaltung und wird gleichfalls durch einen Leitungskreis mit einem Kurzschlußschieber abgestimmt. Die Zf-Spannung an der Diode wird über den π-Kreis L_2, C_2, C_3 ausgekoppelt.

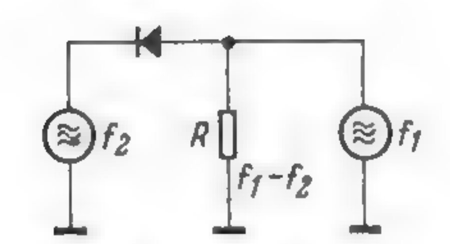


Bild 3,171
Anderes Schema einer Diodenmischung

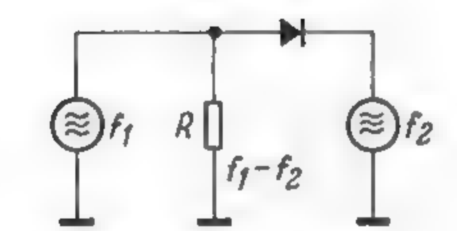


Bild 3,172
Das Schema des vorigen Bildes spiegelbildlich dargestellt

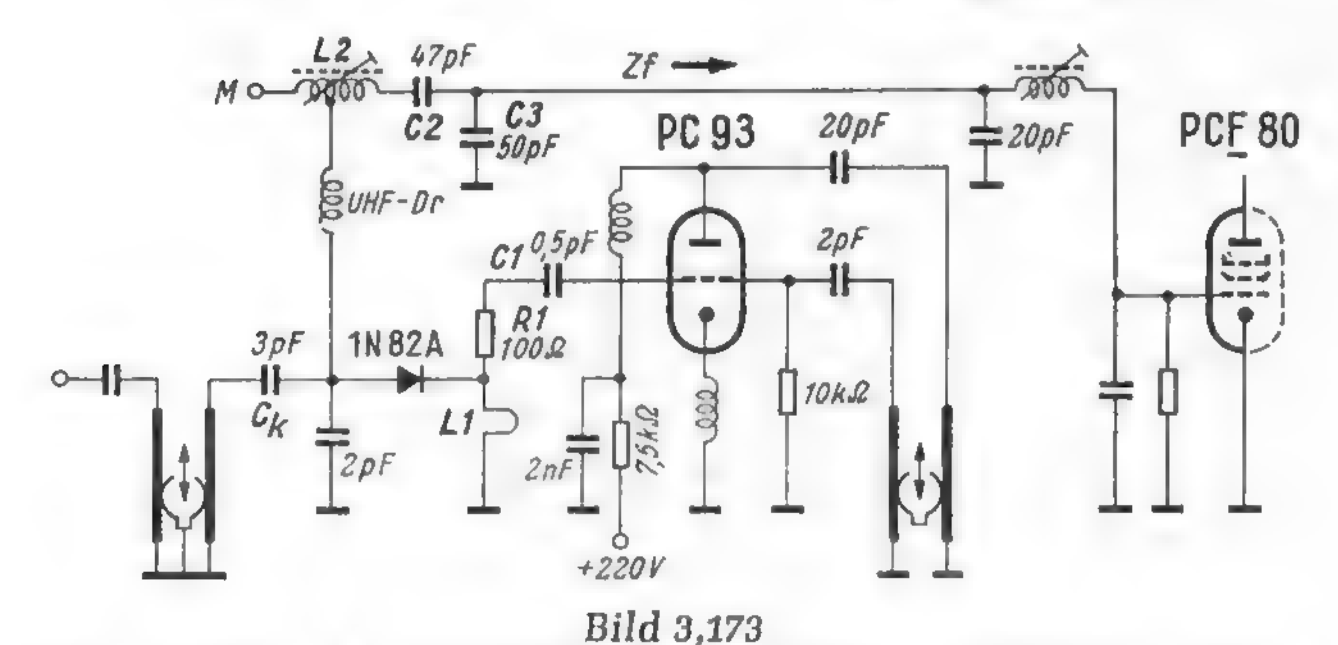


Bild 3,173
Prinzipschaltung der Grundig-UHF-Mischstufe mit Diodenmischung

Eine Mischdiode benötigt nur $^1/_{10}$ der Oszillatorspannung gegenüber der Röhrenmischung. Damit ist die Gefahr geringer, daß Oszillatorspannung über die Antenne abgestrahlt wird. Ferner rauscht eine Dioden-Mischstufe so wenig, daß sie die Gesamtrauschzahl des Tuners nur sehr geringfügig vergrößert. Da eine solche Stufe jedoch nicht verstärkt, wird hier ein zusätzliches Pentodensystem zur Zf-Verstärkung nachgeschaltet.

Feinabstimmung

Bild 3.18. Gespeicherte Feinabstimmung im VHF-Kanalwähler

In Bild 3,12 wurde bereits erwähnt, daß zum genauen Abstimmen (Feinabstimmung) eine kleine veränderliche Kapazität in den Oszillatorkreis eingefügt wird. Sie ist nach dem Wählen des Kanals von Hand, also mechanisch, auf besten Empfang nachzustellen. Es genügt also, nur den Oszillator nachzustimmen. Die Vorkreise sind stets so breitbandig, daß sie mit Sicherheit das Frequenzband des gewünschten Kanales durchlassen. Dieser Feinabstimmkondensator ist praktisch für jeden Kanal erneut zu betätigen, um die unvermeidlichen Abgleichtoleranzen der Oszillatorspulen auszugleichen.

Um dieses ständige Nachstimmen zu vermeiden, hat man Kanalwähler gebaut, die für jeden Kanal eine besondere Nachstimm-Möglichkeit mit Hilfe von Stellschrauben oder Kurvenscheiben besitzen. Diese Einstellelemente betätigen dann mechanisch den Feinabstimmer. Sie werden in der Wohnung des Fernseh-Teilnehmers erstmalig auf den günstigsten Wert für den betreffenden Kanal eingestellt und zusammen mit den Spulensätzen des VHF-Kanalwählers umgeschaltet. Die Oszillatorkreise sind temperaturkompensiert und so stabil, daß dieser Feinabgleich

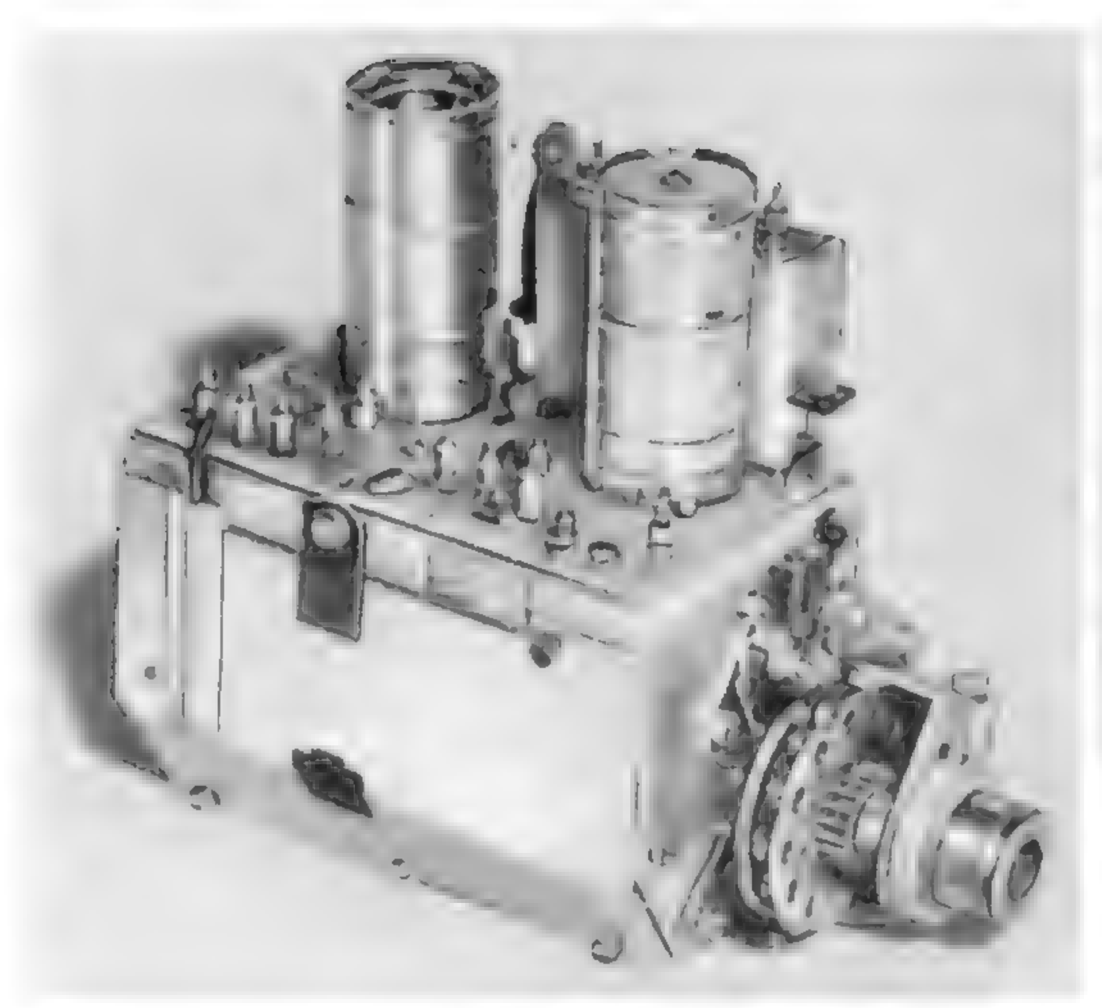


Bild 3,181
Valvo-Kanalwähler mit gespeicherter Feinabstimmung

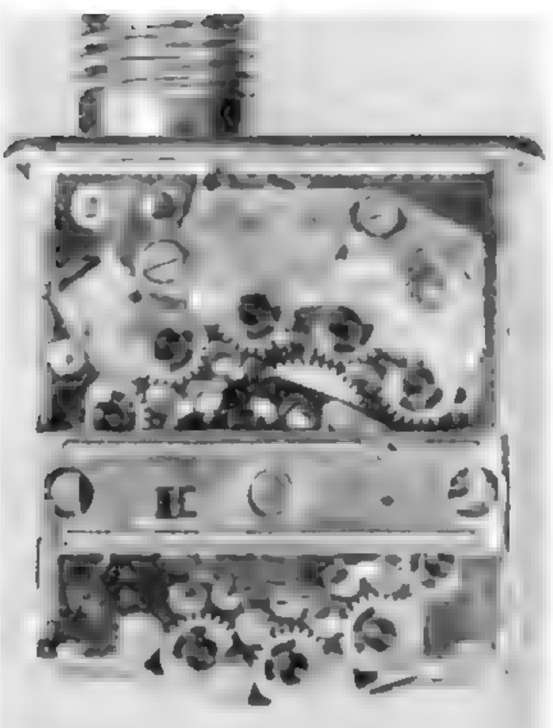


Bild 3,182
Kanalwähler von Loewe-Opta mit gespeicherter Feinabstimmung

über lange Zeit erhalten bleibt. Man spricht deshalb von Kanalwählern mit *gespeicherter Feinabstimmung.*

Bild 3,181 zeigt die Ausführung von Valvo. Der Kranz von Stellschrauben rechts vorn im Bild wird mit der Spulentrommel umgeschaltet, das Ende der im Eingriff befindlichen Stellschraube drückt auf eine Umlenkplatte, diese überträgt die Schraubenstellung auf den Trimmer der Feinabstimmung. Bild 3,182 stellt die Speichervorrichtung des Kanalschalters von Loewe-Opta dar. Zum erstmaligen Einstellen der richtigen Oszillatorfrequenz wird ein Kurvenscheibchen mit Hilfe eines Zahnkranzes so verstellt, daß die Kurve den Feinabstimmtrimmer in die richtige Stellung drückt. Diese wird dann beim späteren Durchschalten jeweils wieder reproduziert.

Gespeicherte Feinabstimmung ermöglicht auch in Grenzgebieten, das Optimum aus dem Bild herauszuholen. Sie erfordert jedoch mehr mechanische Präzision als die im folgenden besprochenen elektronischen Feinabstimmungen.

Bild 3,19. Elektronische Feinabstimmung mit Nachstimmdiode in Durchlaßrichtung

Um dem Laien das richtige Einstellen eines Fernsehempfängers abzunehmen, überträgt man die Feinabstimmung einer Automatik. Als Vorstufe dazu ersetzt man den Feindrehkondensator oder Trimmer nach Bild 3,191 durch eine Diode *D*. Sie wird in Durchlaßrichtung an eine veränderliche Gleichspannung gelegt. Der Widerstand der Diodenstrecke ändert sich dann mit der Höhe der Gleichspannung. Der Kondensator C 2 schaltet sich dadurch mehr oder weniger parallel zum Kreis L 1 – C 1. Bei großer Gleichspannung ist der Diodenwiderstand sehr klein, dann addiert sich die Kapazität C 2 praktisch zur Kapazität C 1. Bei sehr hohem Durchlaßwiderstand wird C 2 unwirksam. Mit Hilfe des Stellwiderstandes *R* kann man demnach die Abstimmung des Schwingkreises um geringe Beträge verändern, so wie es zur Feinabstimmung notwendig ist.

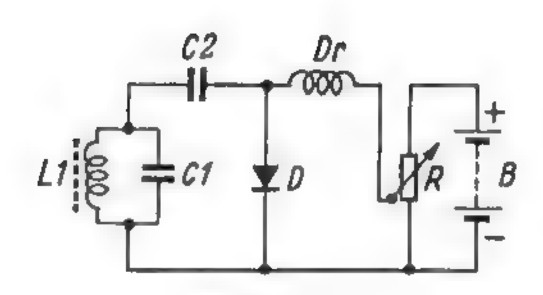


Bild 3,191
Prinzip der in Durchlaß-richtung betriebenen Nachstimmdiode

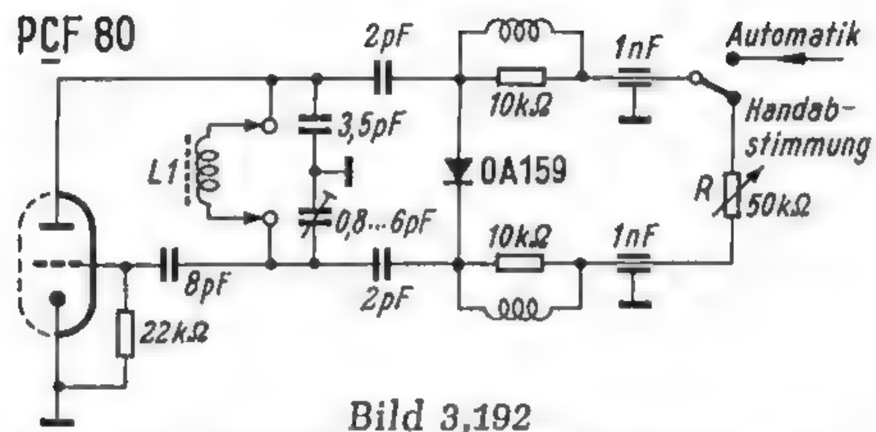


Bild 3,192
Nachstimmschaltung im VHF-Kanalwähler der Graetz-Empfänger ab 1959

Bild 3,192 zeigt die praktische Ausführung an einem VHF-Oszillator. Der Kreis schwingt in Colpitts-Schaltung. Beide Enden des Kreises führen Spannung gegen Erde. Deshalb wird die Diode symmetrisch über zwei Kondensatoren zu je 2 pF angeschaltet und der Einstellwiderstand für die Handabstimmung ebenfalls symmetrisch über zwei durch je 10 kΩ bedämpfte Drosseln angeschlossen. Die Drosseln und die 1-nF-Durchführungskondensatoren machen die Zuleitung vollkommen frei von Hochfrequenz, so daß der Feinabstimmwiderstand an beliebiger Stelle des Gerätes angeordnet werden kann. In der endgültigen Form wird über den Schaltkontakt *Automatik* eine Regelspannung zugeführt, die selbsttätig den Oszillator auf die Sollfrequenz abstimmt.

Bild 3,20. Elektronische Feinabstimmung mit Nachstimmdiode in Sperrichtung

In Bild 3,201 stellt *L* 1 – *C* 1 ebenfalls einen nachzustimmenden Oszillatorkreis dar. Die Nachstimmdiode *D* wird in Sperrichtung betrieben, der negative Pol der Gleichspannung liegt an der Anode. Die Sperrschichtkapazität der Diode wirkt dann als Kondensator C 2. Der Wert ist jedoch so groß (bei Siliziumdioden 15 bis 100 pF), daß sich damit keine Kreise für hohe Frequenzen aufbauen lassen würden. Deswegen wird die Sperrschichtkapazität *C* 2 mit Hilfe der Induktivität L 2 heruntertransformiert. Der Kapazitätswert von C 3 ist groß gegenüber dem von C 2 und hat keinen Einfluß auf die Wirkungsweise. Bei großer negativer Spannung an der Diodenanode ist die Kapazität *C* 2 gering, und der Oszillatorkreis schwingt auf

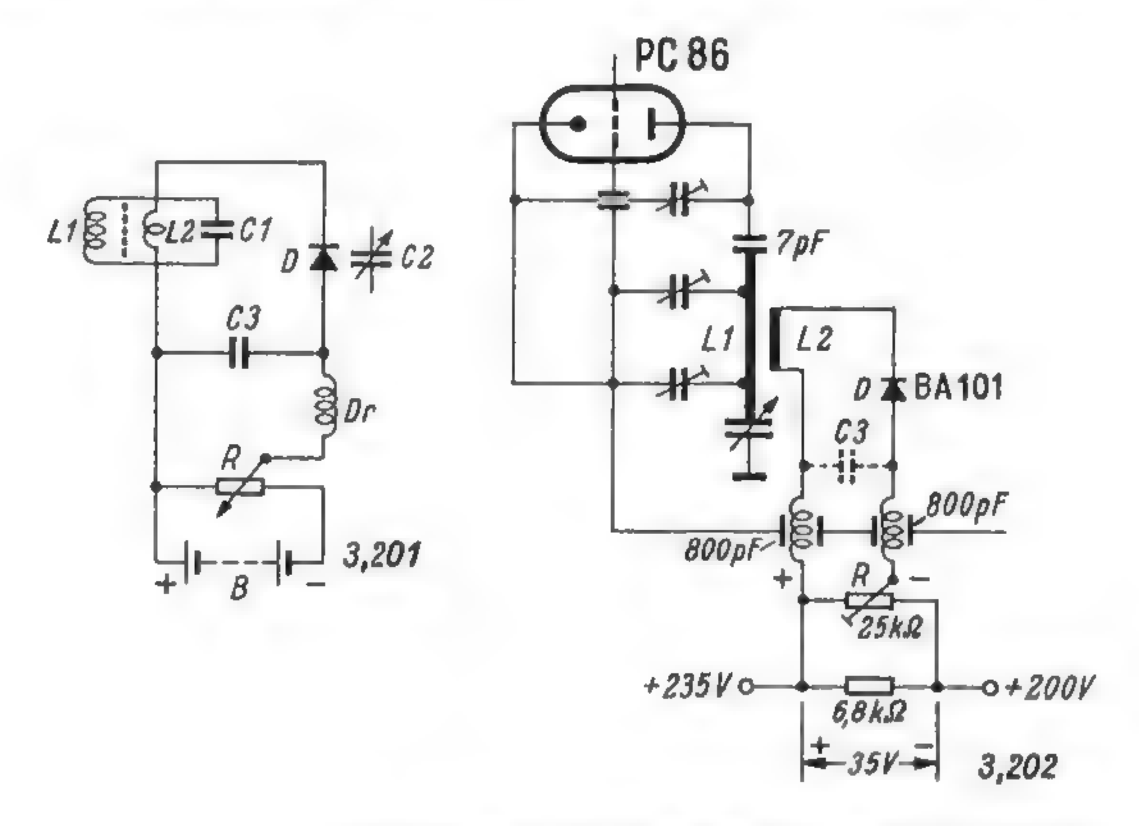


Bild 3,201
Prinzip der in Sperr-richtung betriebenen, als veränderliche Kapazität wirkenden Nachstimm-diode

Bild 3,202. UHF-Nachstimmschaltung mit Siliziumdiode in einem NSF-UHF-Tuner

höchster Frequenz. Beim Verringern der negativen Spannung steigt der Kapazitätswert[1]) von C 2, und die Frequenz wird niedriger.
Bild 3,202 zeigt die praktische Anwendung in einem UHF-Tuner. Als Koppelspule L 2 dient ein kurzes Leitungsstück parallel zum Leitungskreis L 1. Die Kapazität C 3 wird durch die beiden in Serie liegenden 800-pF-Durchführungskondensatoren gebildet. Die Steuerspannung von 35 V fällt an einem im Anodenstromkreis des Gerätes liegenden 6,8-kΩ-Widerstand ab. Das Potentiometer R dient hier lediglich dazu, den Arbeitspunkt der Siliziumdiode BA 101 auf die Mitte der Kennlinie einzustellen. Die Feinabstimmung erfolgt in jedem Fall automatisch durch eine Regelspannung am 6,8-kΩ-Widerstand.

Siliziumdioden in Sperrichtung werden durchweg für UHF-Tuner angewendet, während man für VHF-Wähler Golddrahtdioden in Durchlaßrichtung bevorzugt. In einigen Modellen von Kanalwählern trifft man jedoch auch die Siliziumdiode OA 204 in Sperrichtung betrieben.

Bild 3,21. Magnetische Scharfabstimmung

Ordnet man eine Schwingkreisspule im Luftspalt eines Elektromagneten an und verändert dessen Feldstärke, so ändert sich die Induktivität der Schwingkreisspule und damit die Frequenz. Dieses Prinzip läßt sich bei VHF- und UHF-Oszillatoren

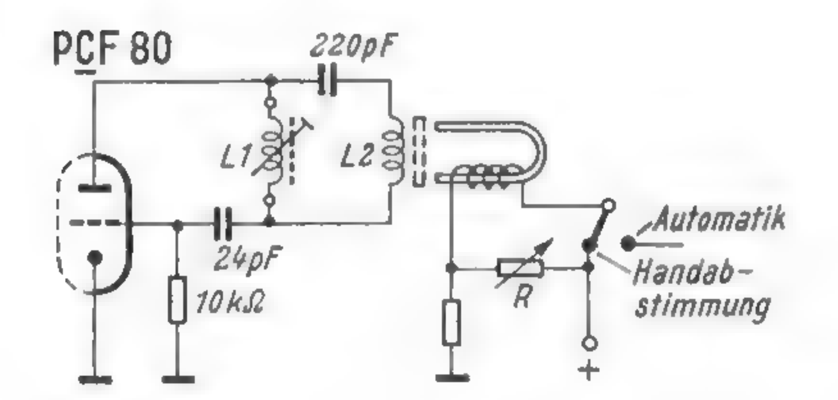


Bild 3,21
Magnetische Scharfabstimmung
von Grundig

anwenden. Als veränderliche Induktivität benutzt man eine parallel zum Kreis liegende Spule L 2 hoher Windungszahl. Die Hauptabstimmung liegt also in der Spule L 1 des Kanalwählers. Durch Verändern des Widerstandes R wird der Strom des Elektromagneten beeinflußt, und man kann von Hand abstimmen. In der endgültigen Form wird über den Schaltkontakt *Automatik* eine Regelspannung zugeführt, die den Oszillator selbsttätig auf die Sollfrequenz hinzieht.

Kanalwähler und UHF-Tuner

Bild 3,22. Spulenumschaltung bei Kanalwählern

Um die Bedienung zu vereinfachen, richtet man bei Fernsehempfängern die Abstimmung für die Bereiche I und III nicht durchgehend ein, sondern läßt sie bei den einzelnen Senderkanälen einrasten. Vielfach sieht man für jeden Kanal feste Spulensätze vor, die mit Hilfe eines Trommelschalters (Spulenrevolver) oder in einer scheibenförmigen Anordnung (Diskusschalter) umgeschaltet werden. Dadurch ergeben sich kürzeste Leitungsverbindungen im Schwingkreis und feste Schaltstellungen für die einzelnen Stationen *(Bild 3,221)*.

[1]) Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 5,09

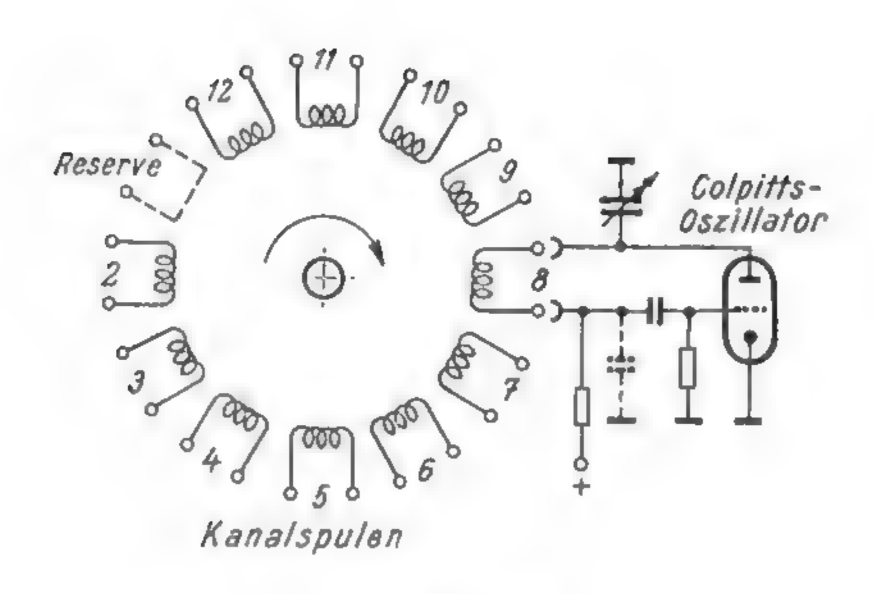


Bild 3,221
Prinzip eines Trommelwählers, dargestellt ist nur eine Spulenreihe für den Oszillator

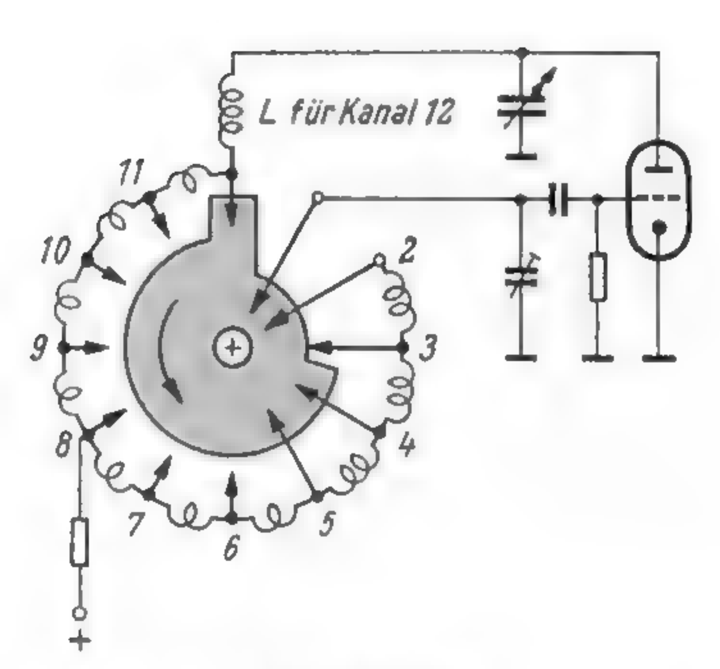


Bild 3,222
Prinzip eines Kanalschalters mit in Reihe liegenden Teilinduktivitäten

Bei anderen Ausführungen wird im Prinzip eine durchgehende Induktivität verwendet, die zum Abstimmen auf die einzelnen Kanäle mit Anzapfungen versehen ist. Die nicht benutzten Teilinduktivitäten werden jeweils durch den Kanalschalter kurzgeschlossen. So liegt in *Bild 3,222* die Spule für Kanal 12 zwischen Gitter und Anode des Colpitts-Oszillators, und alle übrigen Spulen sind durch das Schaltmesser des Drehschalters kurzgeschlossen. Beim Weiterdrehen in Pfeilrichtung erkennt man, wie eine Teilinduktivität nach der anderen in Reihe geschaltet wird. Zum genauen Abstimmen genügt es, die Oszillatorfrequenz durch die bereits erwähnten Feinabstimmkondensatoren (Bild 3,12 3,18 und 3,19) auf den richtigen Wert zu stellen. Die Vorkreise sind genügend breitbandig, so daß sie das Sendersignal auch bei kleinen Abweichungen hindurchlassen.

Kanalwähler werden meist mit Schaltstellungen für die Kanäle 2 bis 12 versehen. Eine mechanische Rasteinrichtung schnappt dabei jeweils bei der richtigen Abstimmung des betreffenden Kanals ein. Für diese Abstimmaggregate der Bereiche I und III wird deshalb hier vorzugsweise der Ausdruck Kanal*wähler* oder für die Ausführung nach Bild 3,222 der Ausdruck Kanal*schalter* verwendet. Für die Abstimmeinheiten des UHF-Bereiches, die immer stetig durchstimmbar sind, wird in diesem Buch dagegen der Ausdruck UHF-*Tuner* benutzt (Englisch: tuner; gesprochen: tjuner, d. h. Abstimmer).

Bild 3,23. Trommelwähler und Scheibenwähler

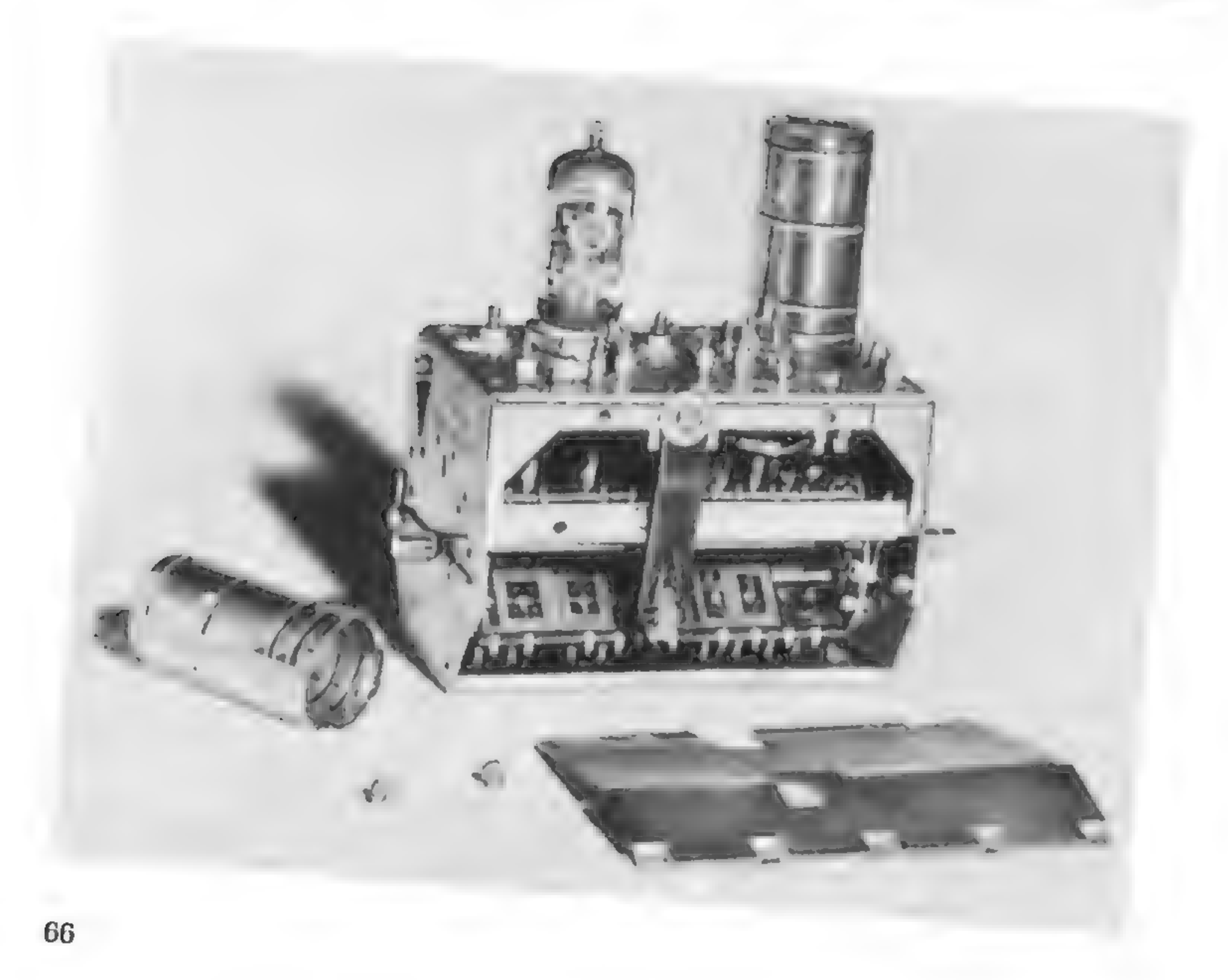
Spulentrommel, Eingangs- und Mischstufe werden zu einem in sich geschlossenen und gut abgeschirmten Aggregat zusammengefaßt. Bild 3,231 zeigt die mechanischen Teile eines solchen Kanalwählers der Firma NSF. Die zweiteilige Spulentrommel enthält jeweils nebeneinander die Spulenplatten für den Eingangs- und Oszillatorkreis. Diese Platten lassen sich leicht auswechseln, und die im Eingriff befindlichen Spulen können durch Löcher im Abschirmgehäuse abgeglichen werden. Der Kanalwähler muß gut abgeschirmt sein, damit der Oszillator nicht frei in die Gegend strahlt und Nachbarempfänger stört. Bild 3,232 stellt einen Kanalwähler von Valvo dar. Auch die beiden Röhren PCC 88 und PCF 80 bzw. PCF 82 werden stets durch Abschirmbecher geschützt, damit keine Oszillatorstrahlung nach außen dringen kann. Bei diesem Kanalwähler sind die Spulen auf der Trommel in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt. Bild 3,233 zeigt einige solcher Spulenstreifen.

Geringe Abmessungen und gute Zugänglichkeit aller Bauelemente ergeben sich bei der Konstruktion Bild 3,234 und 3,235, von der Herstellerfirma als Scheiben- oder



Bild 3,231
Mechanischer Aufbau eines NSF-Kanalwählers

Unten: Bild 3,232
Valvo-Kanalwähler mit gedruckten Spulenplatten



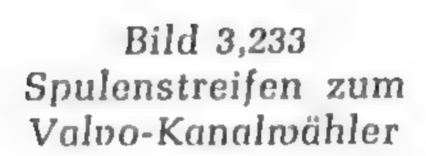
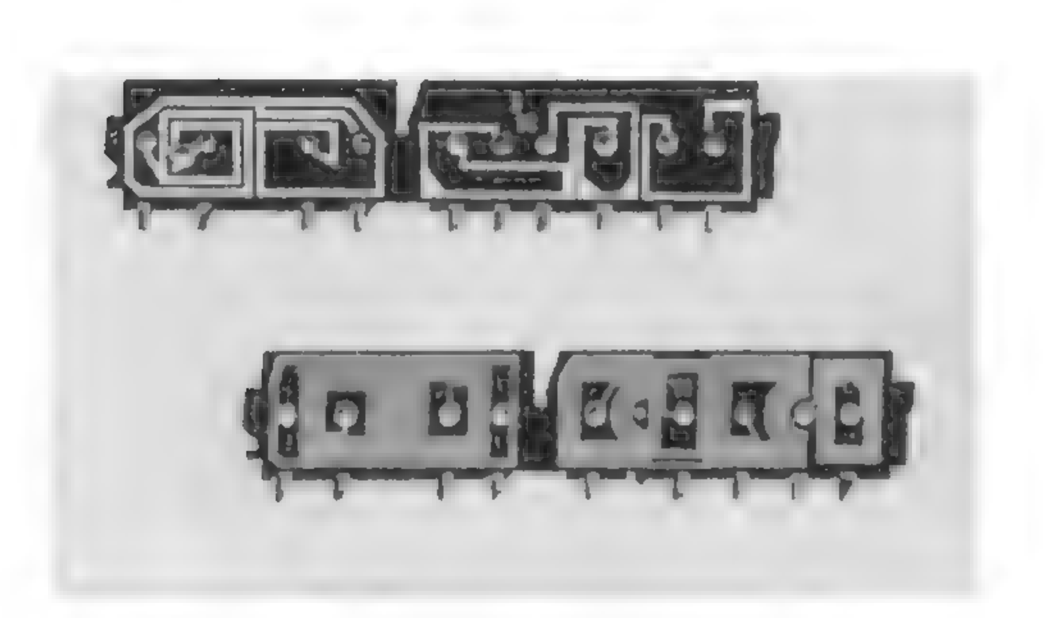
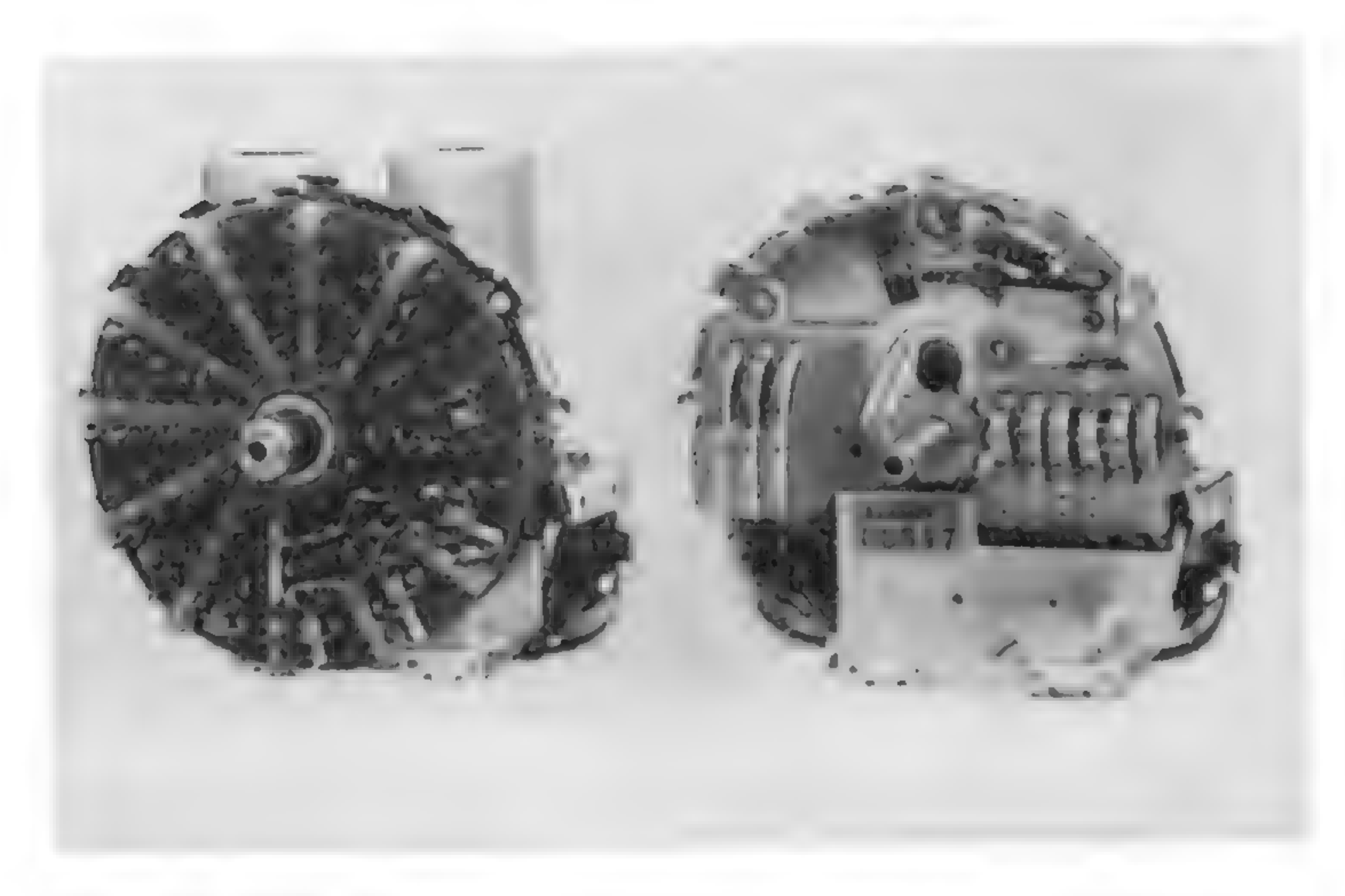


Bild 3,233
Spulenstreifen zum
Valvo-Kanalwähler





Oben: Bild 3,234
Grundig-Diskus-Kanalwähler

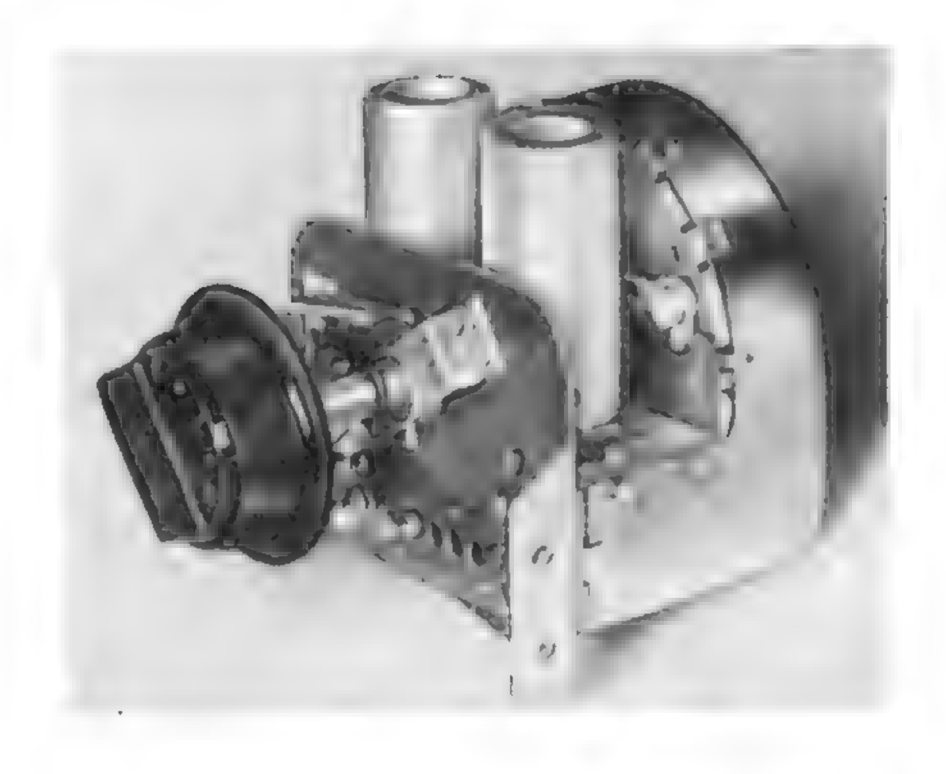


Bild 3,235
Diskus-Kanalwähler,
geschlossen

Diskus-Tuner bezeichnet. Bild 3,234 stellt eine Kombination von Scheiben- und Trommelwähler dar. Hier sind die Vorkreisspulen sternförmig auf einer Scheibe untergebracht, die Zwischenkreis- und Oszillatorspulen dagegen auf einer Trommel mit herausnehmbaren Segmenten.

Bild 3,24. Kanalschalter

Neuerdings griff die Firma Graetz das Prinzip des in Bild 3,222 dargestellten „Kanalschalters" für eine neue Konstruktion eines VHF-Abstimmteiles auf. Der Aufwand für einen Kanalschalter ist geringer als für einen Trommelwähler. Bild 3,241 zeigt zwei Schaltebenen einer solchen Anordnung. Bei der Vorkreisebene links werden die Teilinduktivitäten der Kanäle 5 bis 11 durch Hochbiegen der dreieckförmigen

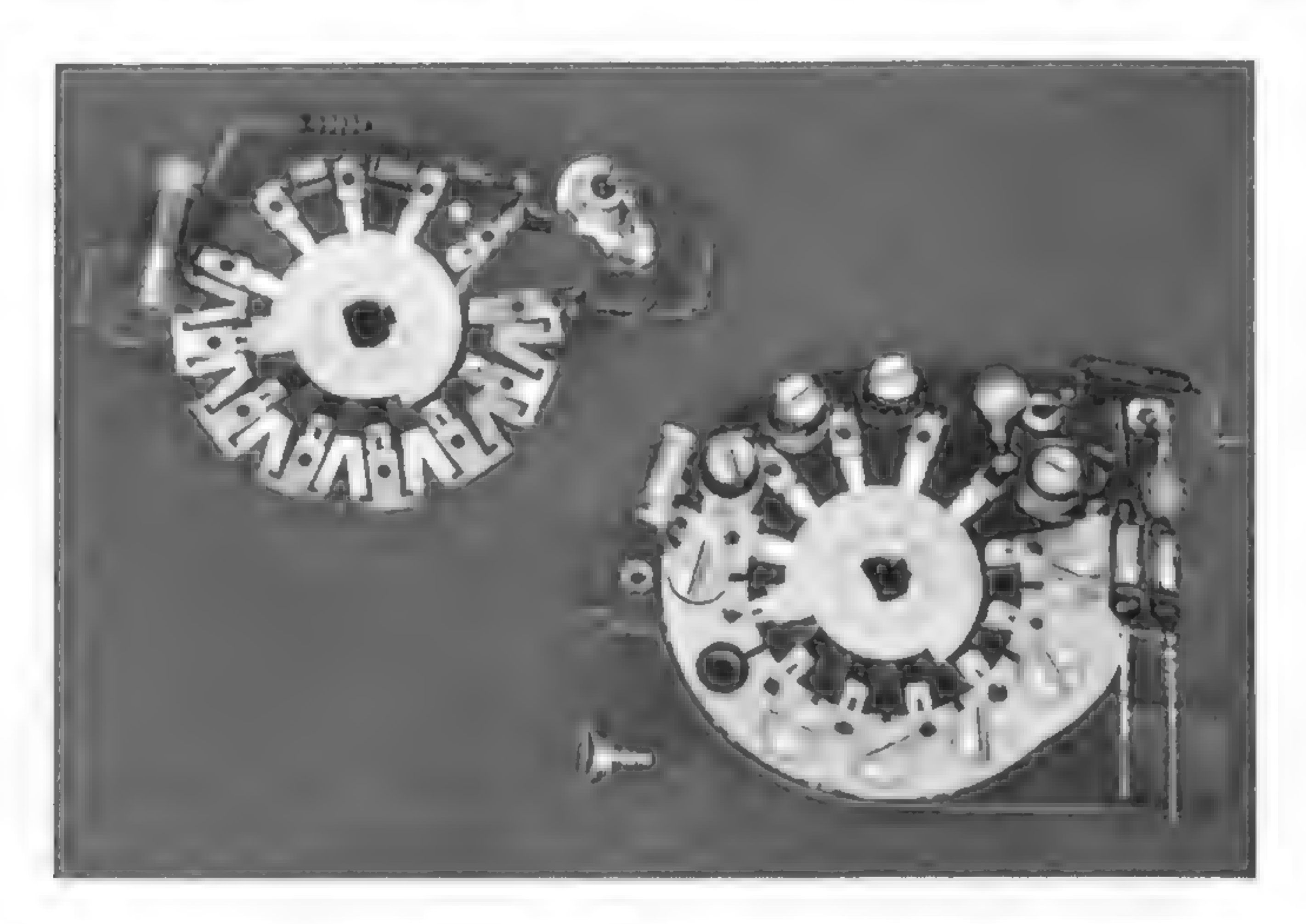


Bild 3,241
Schalterebenen aus einem Graetz-Kanalschalter

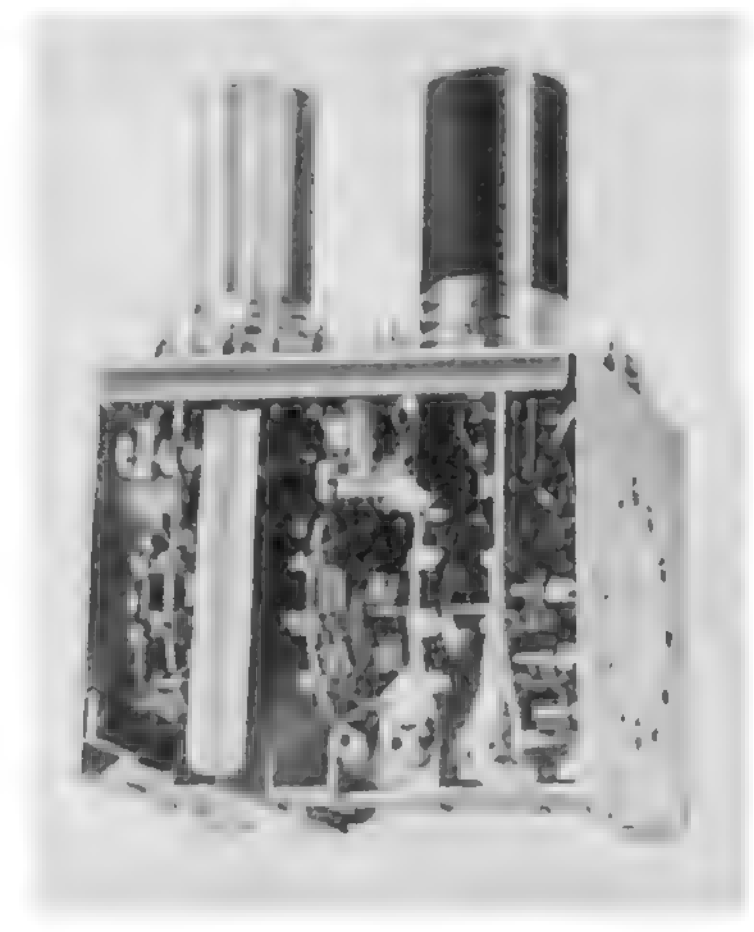
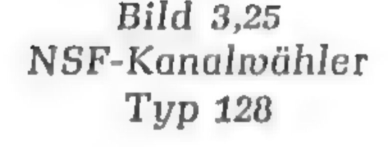


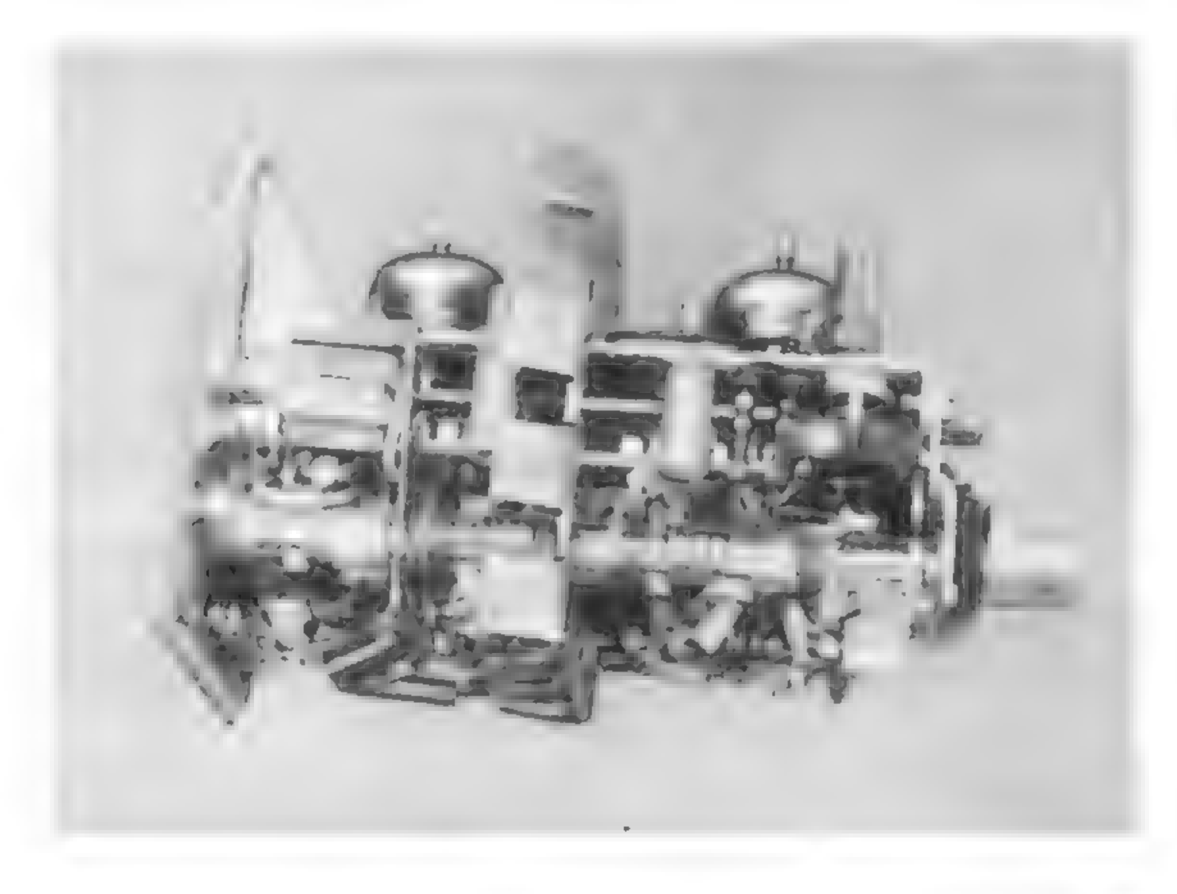
Bild 3,242
Graetz-Kanalschalter 1962/63, Abschirmhaube abgenommen

Blechstreifen abgeglichen. Dadurch vergrößert sich ihre Induktivität. Für den Kanal 12 und die Kanäle 2 bis 4 sind freitragende Luftspulen vorgesehen, die durch Auseinanderziehen oder Zusammendrücken einiger Windungen abzugleichen sind. Um den Oszillatorspulensatz (rechts in Bild 3,241) sehr fein abgleichen zu können, werden die Induktivitäten nicht durch Biegen verändert, sondern durch Einschrauben von Messingbolzen. Dazu ist auf der Schaltebene ein geschlitztes Blechteil angebracht, dessen Schlitze kreisförmig erweitert sind. In diese Erweiterungen werden Messingschrauben eingedreht. Der Abstand des Schraubenkopfes von dem Blechstreifen bestimmt die wirksame Induktivität. Bei ausgedrehter Schraube fließt der Hf-Strom im Kreis um die Blechausschnitte herum, dies ergibt eine große Induktivität. Bei weiter eingedrehter Schraube wird diese „Spulenwindung" durch den Schraubenkopf bedämpft und die Induktivität verringert. Für Kanal 12 und die Kanäle 2 bis 4 sind kleine Zylinderspulen mit Abgleichschraubkernen vorgesehen. Bild 3,242 stellt einen Graetz-Kanalschalter mit abgenommener Abschirmhaube dar. Der Oszillatorkreis befindet sich in der rechten Kammer, in der Seitenwand sind die zugehörigen Abgleichlöcher zu erkennen. Beim Nachgleichen in der Service-Werkstatt ist zu beachten, daß sich jede Korrektur eines Kanals auch auf die frequenzmäßig tiefer liegenden Kanäle auswirkt. Man beginne also beim Überprüfen und Abgleichen stets mit Kanal 12 und arbeite sich schrittweise zum Kanal 2 vor.

Bild 3,25. Kanalwähler mit Variometerabstimmung

Das Hauptmerkmal dieses Kanalwählers ist die *stetige* Abstimmung der Kanäle im Bereich I und III mit Hilfe veränderlicher Induktivitäten. Das Variometer besteht aus einem Spulenrohr mit aufgespritzten Gewinden. Dabei sind immer je eine Bereich-I- und eine Bereich-III-Spule paarweise hintereinander angeordnet. Beim Durchstimmen pendelt der zum Spulenpaar gehörende Kern im Innern des Rohres zwischen beiden Wicklungen hin und her. Dadurch ergibt sich für jeweils die höchste Frequenz des einen Bereiches, d. h. Kern gänzlich ausgefahren, die tiefste Frequenz des anderen. In den Endstellungen des Kernes sind die Bereiche umzuschalten, so daß sich eine stetige Kanalfolge ergibt. Man benutzt also hier das vom Rundfunkempfänger seit langem bekannte Prinzip, die „Langwellenspule" beim Empfang der höheren Frequenzen kurzzuschließen. Zum Umschalten von Bereich I auf III dient ein Schiebeschalter oberhalb des Variometerrohres. Seine Federleiste führt durch alle drei Abschirmkammern.


Bild 3,25
NSF-Kanalwähler
Typ 128



Die Variometerkerne sind auf einem Kunststoffstab befestigt, der an beiden Enden im Spulenrohr geführt ist. Der Stab ragt in Bild 3,25 links als heller Bolzen heraus. Eine Feder drückt diesen Stab in der vollständigen Konstruktion gegen eine zum Abstimmen dienende Steuerkurve oder Steuerkulisse. Die Steuerkurve kann außerdem durch zehn je einem Kanal zugeordnete Schrauben so verschoben werden, daß sich eine gespeicherte Feinabstimmung ergibt. Eine mechanische Rastvorrichtung bewirkt das Einrasten auf die einzelnen Fernsehkanäle, die dann erstmalig mit der speicherbaren Feinabstimmung genau abgeglichen werden. Bei der Ausführung mit Steuerkulisse wird diese durch verstellbare Drucktastenstößel betätigt. Bei dieser Konstruktion lassen sich mehrere Stationen durch Tastendruck wählen. Der Schiebeschalter für Bereich I/III ist in beiden Fällen durch zusätzliche mechanische Steuerglieder zu betätigen.

Auch dieser Kanalwähler wurde geschaffen, um Verbilligungen gegenüber einem Trommelwähler zu erzielen.

Bild 3,26. Schaltung eines Kanalwählers

Die dargestellte Schaltung eines NSF-Kanalwählers besteht aus einer Kaskoden-Vorstufe mit der Röhre PCC 88 und einer Mischstufe mit der Röhre PCF 82. Der Antenneneingang ist für 240 Ω angepaßt. Die Eingangskapazität der Röhre liegt am oberen Ende der Gitterspule; das untere Spulenende ist über eine von 0,5 bis 11 pF einstellbare Kapazität an Masse gelegt. Der Kreis läßt sich dadurch kapazitiv symmetrisch erden. Neutralisiert wird mit Hilfe des 2-pF-Kondensators. Störsignale, die von der Antenne gleichphasig an den Eingang gelangen, werden durch diesen symmetrierten Eingangskreis unterdrückt. Über einen Zwischenkreis gelangt die

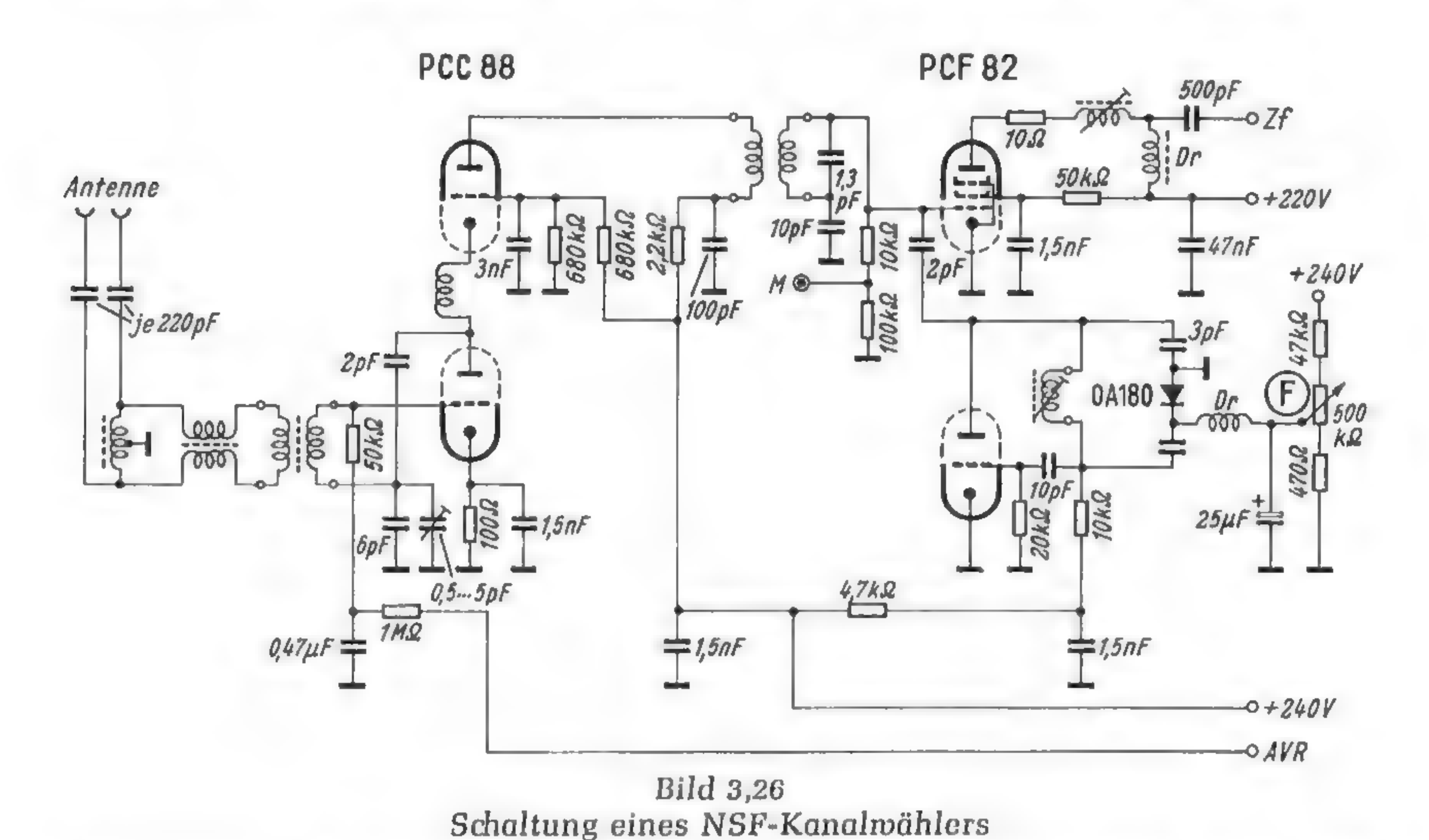


Bild 3,26
Schaltung eines NSF-Kanalwählers

Hf-Spannung an das zweite, in Gitterbasisschaltung arbeitende System der PCC 88. Die Zwischenkreisspule ist so abgestimmt, daß sich eine geringe Spannungserhöhung bei den oberen Kanälen ergibt.

Die verstärkte Hochfrequenzspannung wird über ein Bandfilter an das Gitter der Mischröhre PCF 82 geleitet. Ihr Triodensystem dient als Oszillator. Die Oszillator-

spannung gelangt über 2 pF zum Gitter der Mischröhre, deren Gitterableitwiderstand aus den Widerständen 10 kΩ und 100 kΩ gebildet wird. Zwischen beiden Widerständen ist ein von außen zugänglicher Meßpunkt *M* vorgesehen. Über einen Zf-Leitkreis wird die Ausgangsspannung dem Zf-Verstärker zugeführt.

Zur Feinabstimmung liegt parallel zur Oszillatorspule eine in Durchlaßrichtung betriebene Diode OA 180. Die Gleichspannung wird über eine Hf-Drossel *Dr* zugeführt. Durch Verändern des Abgriffes am 500-kΩ-Stellwiderstand wird die Diode mehr oder weniger durchlässig und fügt dadurch den in Serie liegenden Kondensator gänzlich oder nur teilweise als Kreiskapazität ein.

Bild 3,27. Schaltung mit Variometerabstimmung

Wie bereits in Bild 3,25 geschildert, sind die Spulen für die Bereiche I und III so angeordnet, daß ein gemeinsamer Abstimmkern nacheinander die Spulen durchfährt

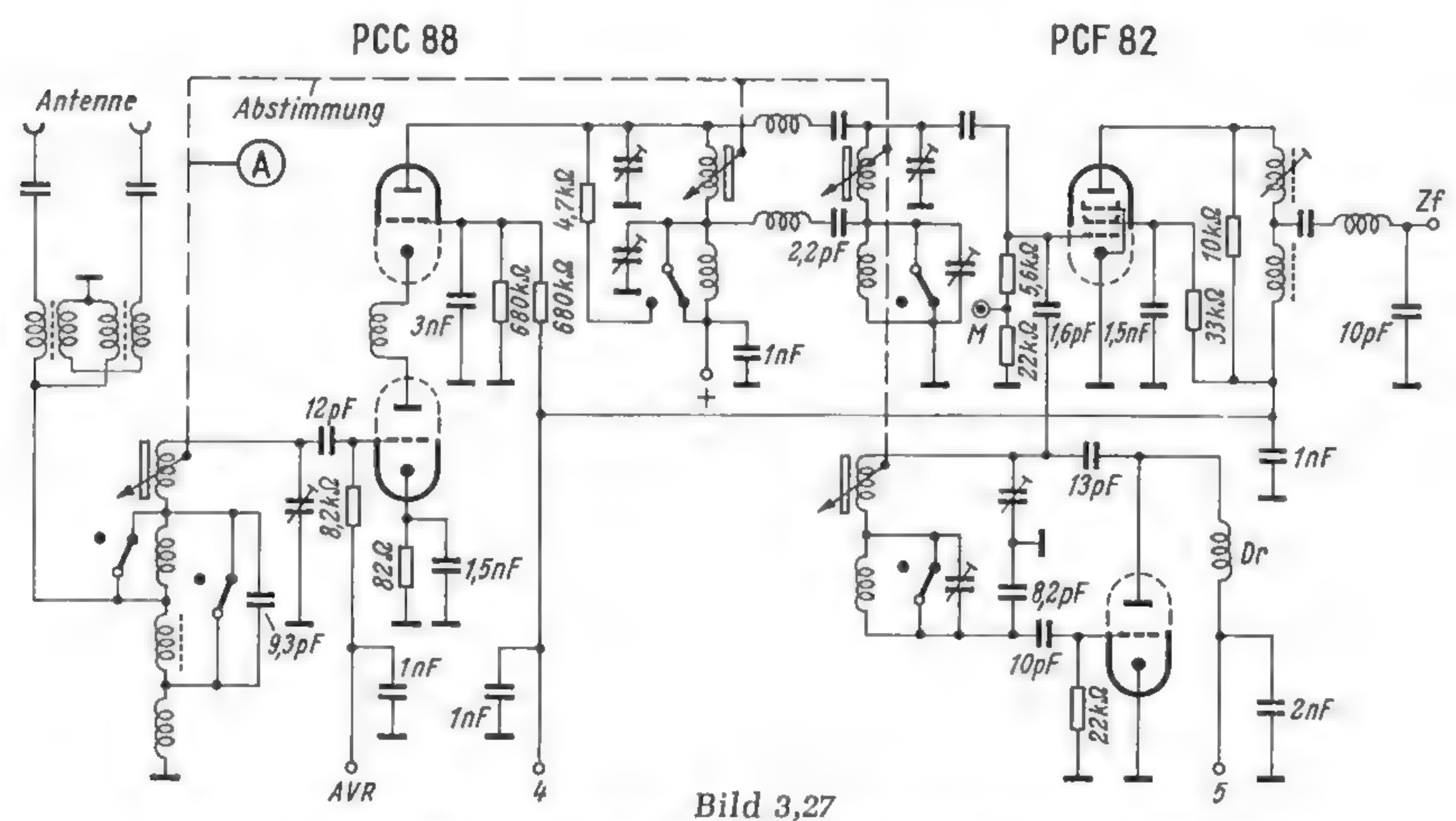


Bild 3,27
Schaltung eines NSF-Kanalwählers mit Variometerabstimmung

und den Bereichschalter umschaltet. Die Eingangskaskode zeigt die übliche Anordnung. Das durchstimmbare Bandfilter besteht aus zwei getrennten Kreisen. Sie sind über Serienkreise so gekoppelt, daß Oszillator- und Zf-Spannung weitgehend zurückgehalten werden und die Störstrahlung niedrig bleibt. Die Oszillatorspannung wird über eine Kapazität von 1,6 pF von der Triode auf das Gitter der Mischpentode eingekoppelt, die Zwischenfrequenz wird über einen π-Kreis entnommen.

Bild 3,28. Kanalschalter mit Neutroden-Eingang

Der aus Bild 3,24 bekannte Kanalschalter arbeitet im Eingang ebenfalls mit einem Breitband-Symmetriertransformator. Dann folgt die neutralisierte Trioden-Vorstufe in Katodenbasisschaltung, ein schrittweise für die Kanäle 2 bis 12 durchstimmbares Bandfilter und die Misch-/Oszillatorstufe mit einer Röhre PCF 80 in der üblichen Schaltungsweise. Die Oszillator-Feinabstimmung erfolgt entsprechend Bild 3,19 mit Hilfe der Diode OA 159, die Steuerspannung hierfür wird über die Klemmen AFR (Automatische Frequenzregelung) zugeführt.

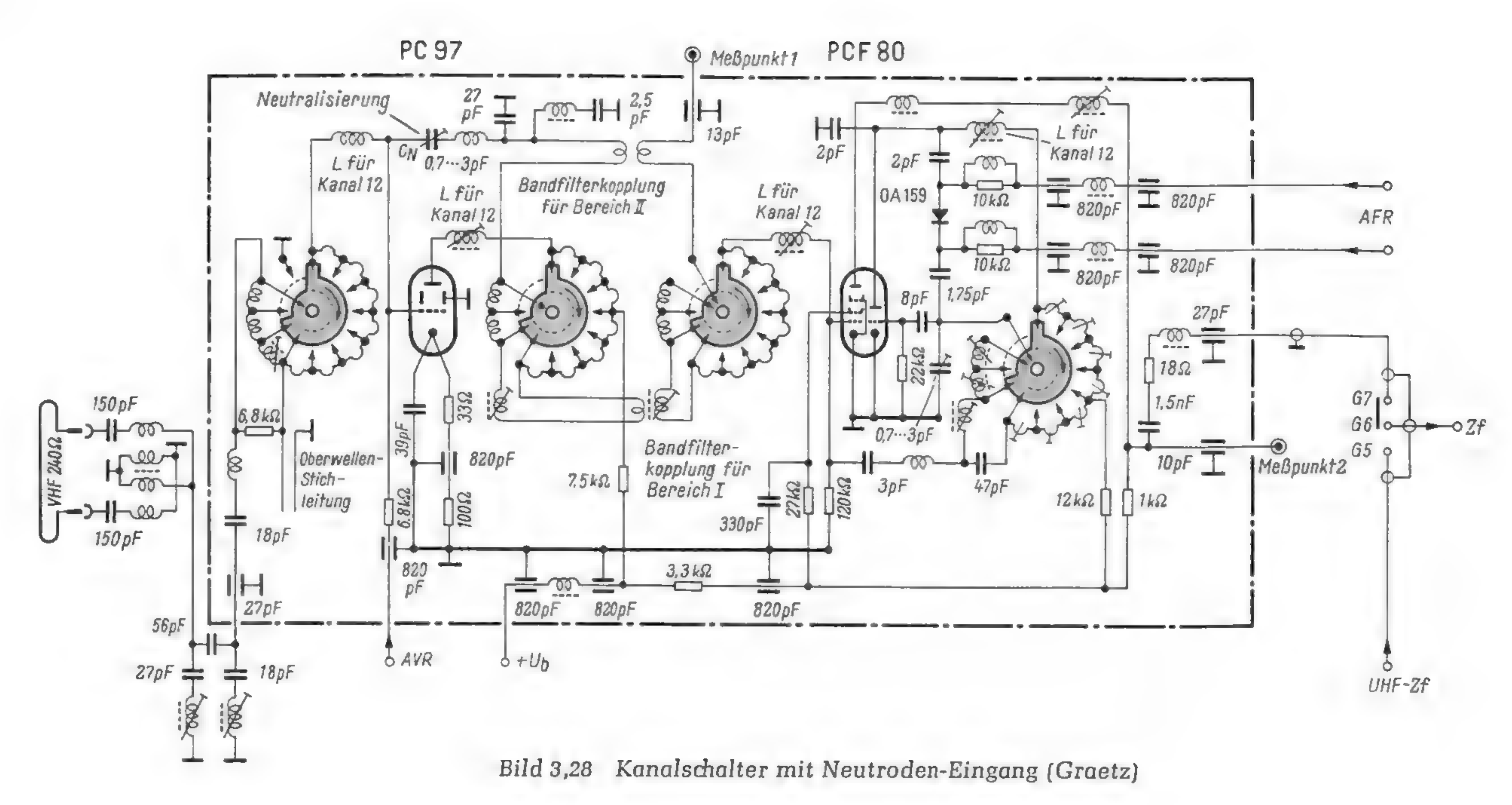


Bild 3,28 Kanalschalter mit Neutroden-Eingang (Graetz)

Bild 3,29. Kanalwähler mit Transistoren

Bei einem mit Transistoren bestückten Kanalwähler schaltet man die Hf-Verstärkerstufe in Basisgrundschaltung, um genügende Verstärkung zu erzielen und das Rauschen niedrig zu halten. Damit der folgende in Emittergrundschaltung arbeitende Mischtransistor nicht durch große Eingangssignale übersteuert wird, muß die Verstärkung des Vorstufentransistors automatisch geregelt werden. Gemischt wird additiv an der Basis des Mischtransistors. Die Oszillatorspannung wird über einen Serienresonanzkreis, bestehend aus 1,5 pF und der Spule L 1, zugeführt. Dieser Kreis ist auf eine Frequenz oberhalb 250 MHz abgeglichen. Er koppelt daher bei höheren Frequenzen, bei denen der Oszillator schwächer schwingt, die Oszillatorspannung fester an die Mischbasis an. Der Oszillator arbeitet mit kapazitiver Rück-

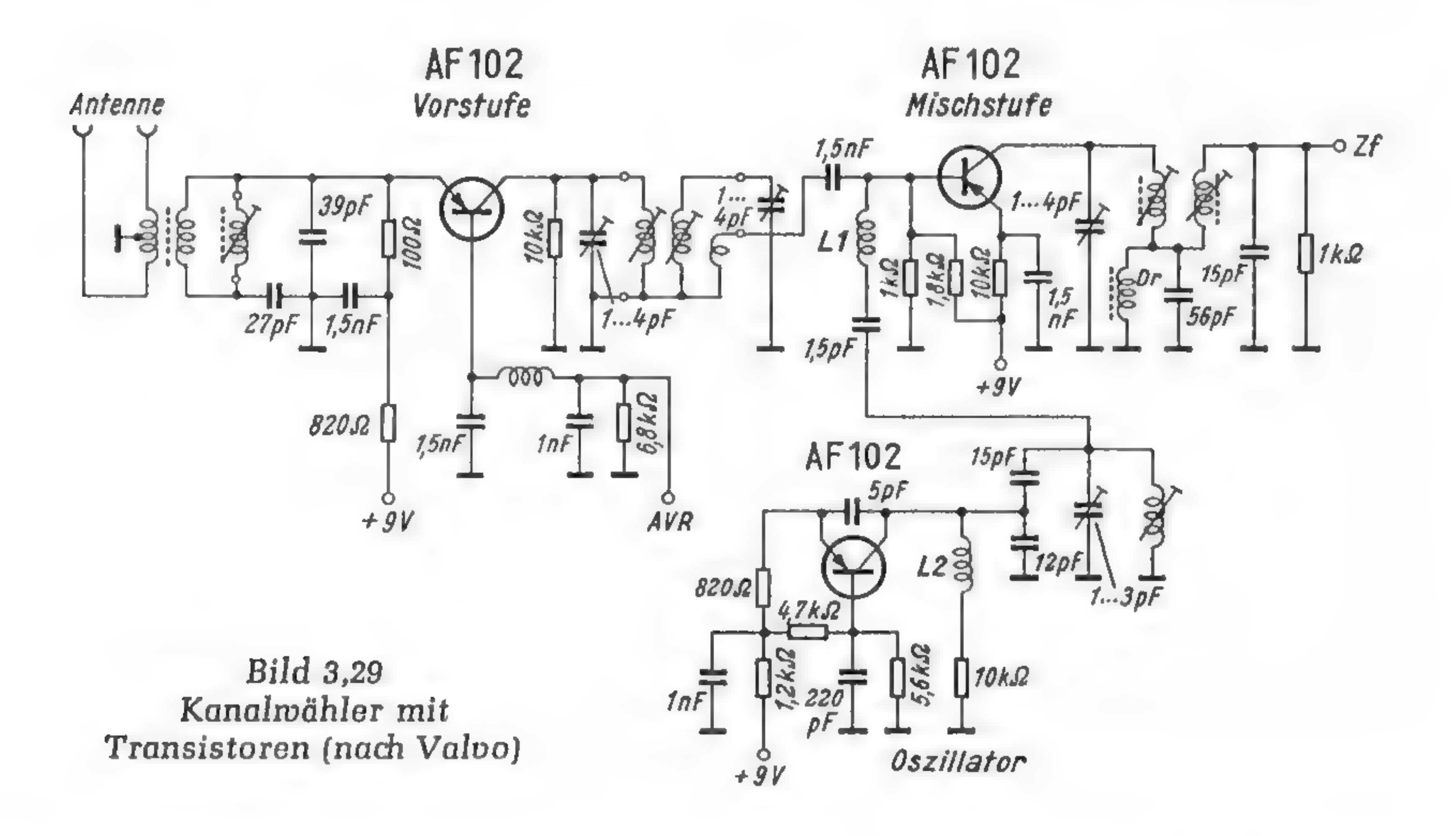


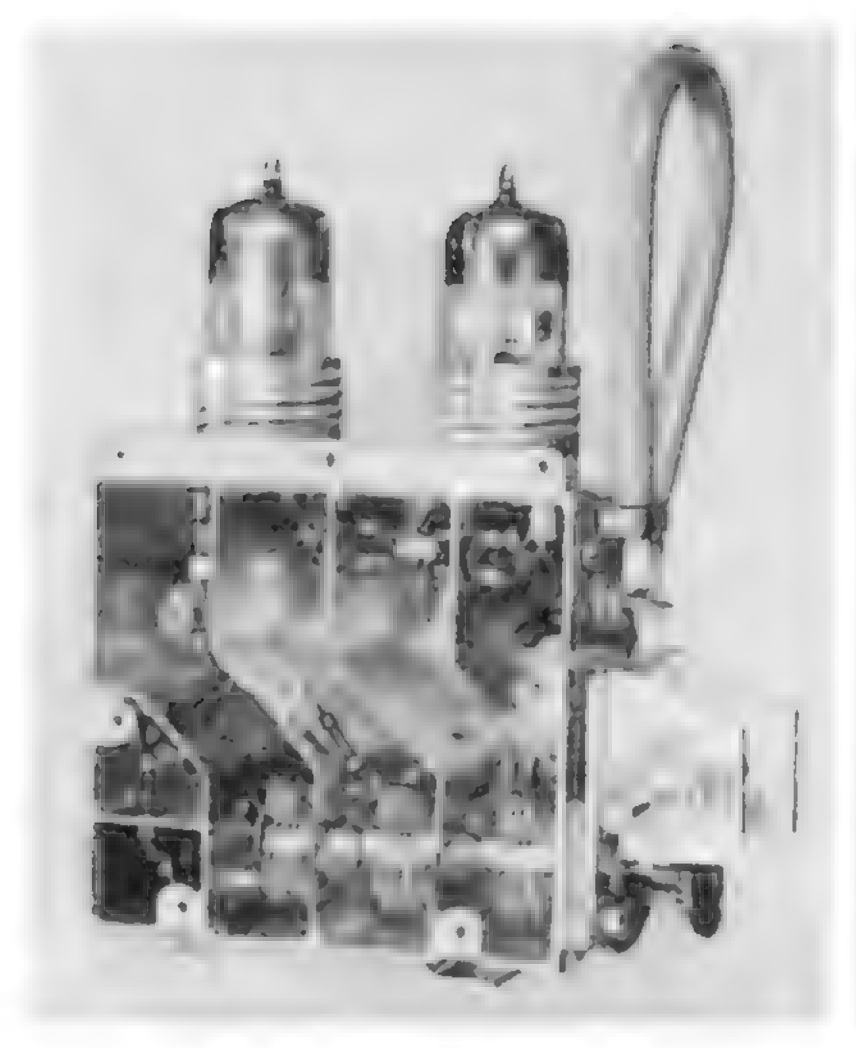
Bild 3,29
Kanalwähler mit
Transistoren (nach Valvo)

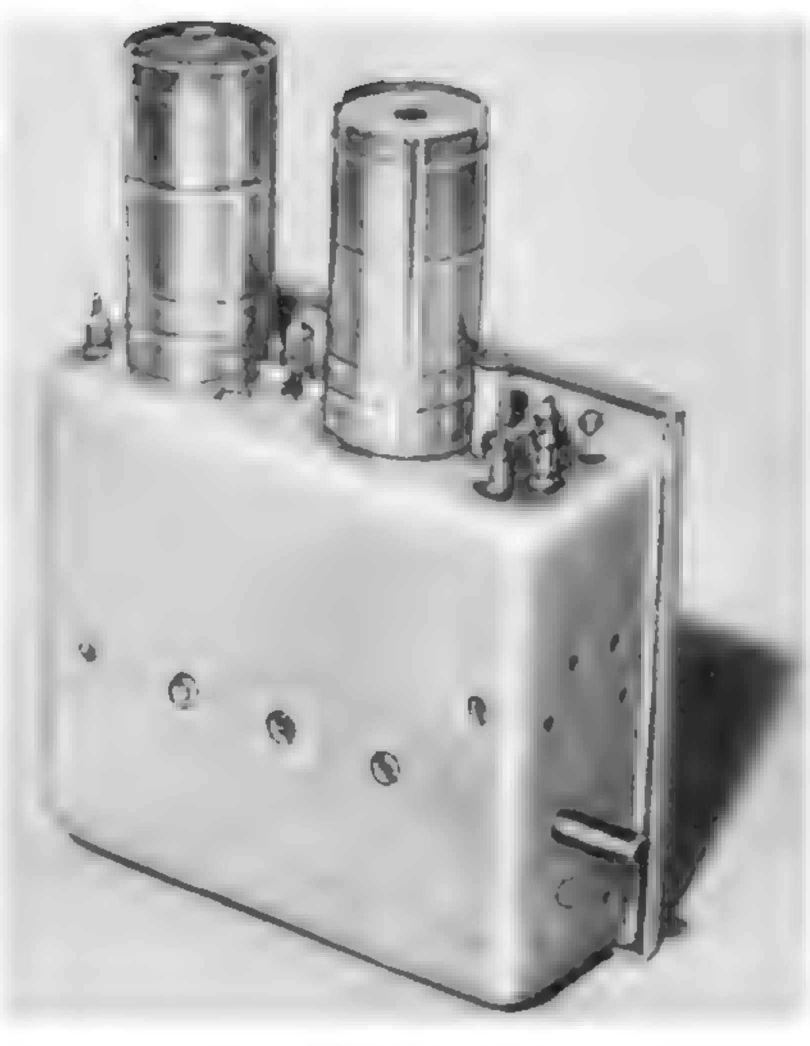
kopplung vom Kollektor zum Emitter[1]. Die kapazitive Anzapfung an den Schwingkreis erhöht die Frequenzstabilität. Der Kollektorstrom muß wegen dieser kapazitiven Anzapfung über eine Drossel L 2 in Reihe mit einem 10-kΩ-Widerstand zugeführt werden.

Bild 3,30. UHF-Tuner

Die Abstimmelemente von UHF-Tunern werden als Topf- oder Leitungskreise aufgebaut und durch kleine Drehkondensatoren abgestimmt. Daraus ergibt sich die mechanische Konstruktion, von der Bild 3,301 ein Beispiel zeigt. Rechts oben befindet sich die Eingangsschaltung mit einer „Umwegleitung". Sie transformiert die symmetrische 240-Ω-Leitung der Dipolantenne auf 60 Ω unsymmetrisch (die Wirkungsweise wird unter λ/2-Umwegleitung in Bild 16,30 besprochen). Darauf folgen der Reihe nach von rechts nach links die beiden zu einem Bandfilter vereinigten Zwischenkreise, der Oszillatorkreis und links unten der Zf-Ausgangskreis. Ein UHF-Tuner muß ebenso wie ein Kanalschalter einschließlich der Röhren gut abgeschirmt sein. Bild 3,302 zeigte ein Beispiel hierfür.

[1] Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 9,11





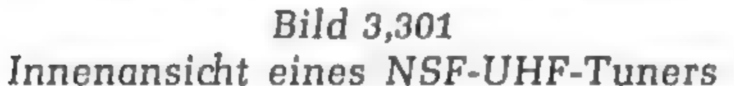


Bild 3,301
Innenansicht eines NSF-UHF-Tuners

Bild 3,302
Valvo-UHF-Tuner

Bild 3,31. UHF-Tuner mit Rastantrieb

Dieser Grundig-Tuner arbeitet mit Leitungskreisen aus je zwei nebeneinander angeordneten, halbkreisförmig gestanzten vergoldeten Blechstreifen. Ein dazwischen befindlicher radial drehbarer Arm trägt einen Verbindungsschieber mit Kontakten aus verschleißfester Berylliumbronze. Dieser Kurzschlußschieber zwischen den

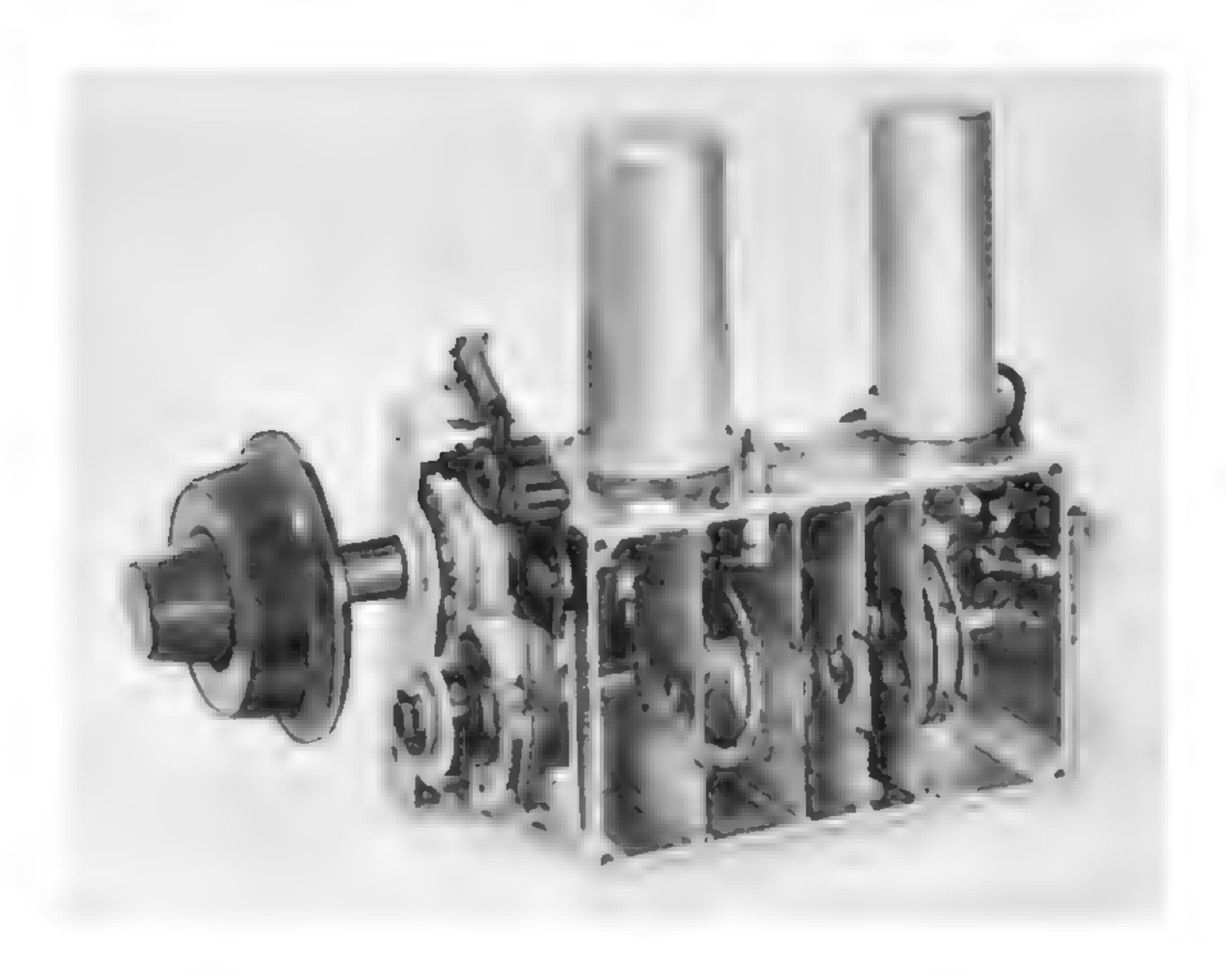


Bild 3,31
Grundig-Tuner mit induktiver Abstimmung und Rastantrieb

beiden Kreisbögen läßt also ein veränderliches Kreisbogenstück als Abstimmelement wirksam werden. Ein Messing-Druckgußgehäuse gibt einen mechanisch stabilen Aufbau und gute elektrische Abschirmung. Das an der Stirnseite ersichtliche Zahnradgetriebe dient zugleich zur Grob/Fein-Abstimmung und als Kanalrastung. In ein Zahnrad mit unstetiger Teilung greift ein Rasthebel ein, der den Abstimmbereich in kleine Kanalgruppen unterteilt, die dann mit der Feinabstimmung durchfahren werden können.

Bild 3,32. Schaltung eines UHF-Tuners

Die Schaltung eines UHF-Tuners setzt sich aus Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe zusammen. Da die Leitungskreise einen wesentlichen Bestandteil der mechanischen Konstruktion darstellen, nimmt man sämtliche Abschirmwände und Durchführungskondensatoren lagegerecht in das Schaltbild auf.

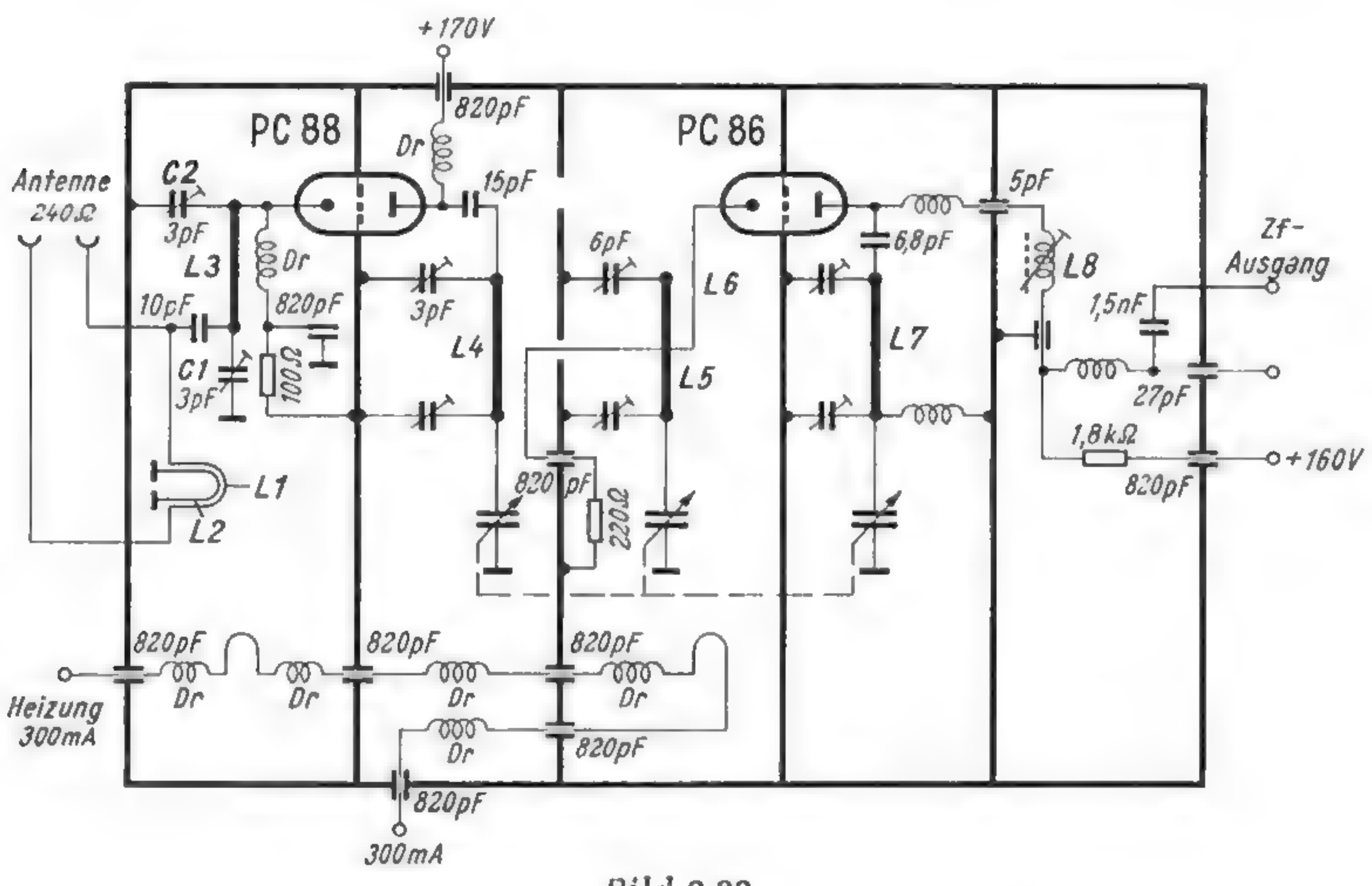


Bild 3,32
Schaltung eines Valvo-UHF-Tuners

Elektrisch transformiert eine Umwegspule *L* 1, *L* 2 die symmetrische 240-Ω-Antenne auf einen breitbandigen π-Leitungskreis, bestehend aus *C* 1, *L* 3, *C* 2. Nach Verstärkung in der Gitterbasisstufe gelangt die UHF-Spannung über ein durchstimmbares Bandfilter mit den Induktivitäten *L* 4 und *L* 5 und über die Ankoppelschleife *L* 6 zur Katode der Mischröhre PC 86. Sie erzeugt die Oszillatorschwingung in Colpitts-Schaltung mit dem Leitungskreis *L* 7. Die Zf-Spannung wird an der Anode über den Kreis mit der Spule *L* 8 ausgekoppelt (vgl. hierzu Bild 3,06 und Bild 3,13).

Bild 3,33. Schaltung eines UHF-Konverters

Um Fernsehgeräte früherer Baujahre für UHF zu erweitern, kann man einen UHF-Tuner nachträglich einbauen oder, wenn dies aus elektrischen oder mechanischen Gründen schwierig ist, einen UHF-Konverter vorschalten. Im Prinzip ist dies gleichfalls ein UHF-Tuner, jedoch setzt er nicht auf die übliche Bild-Zwischenfrequenz

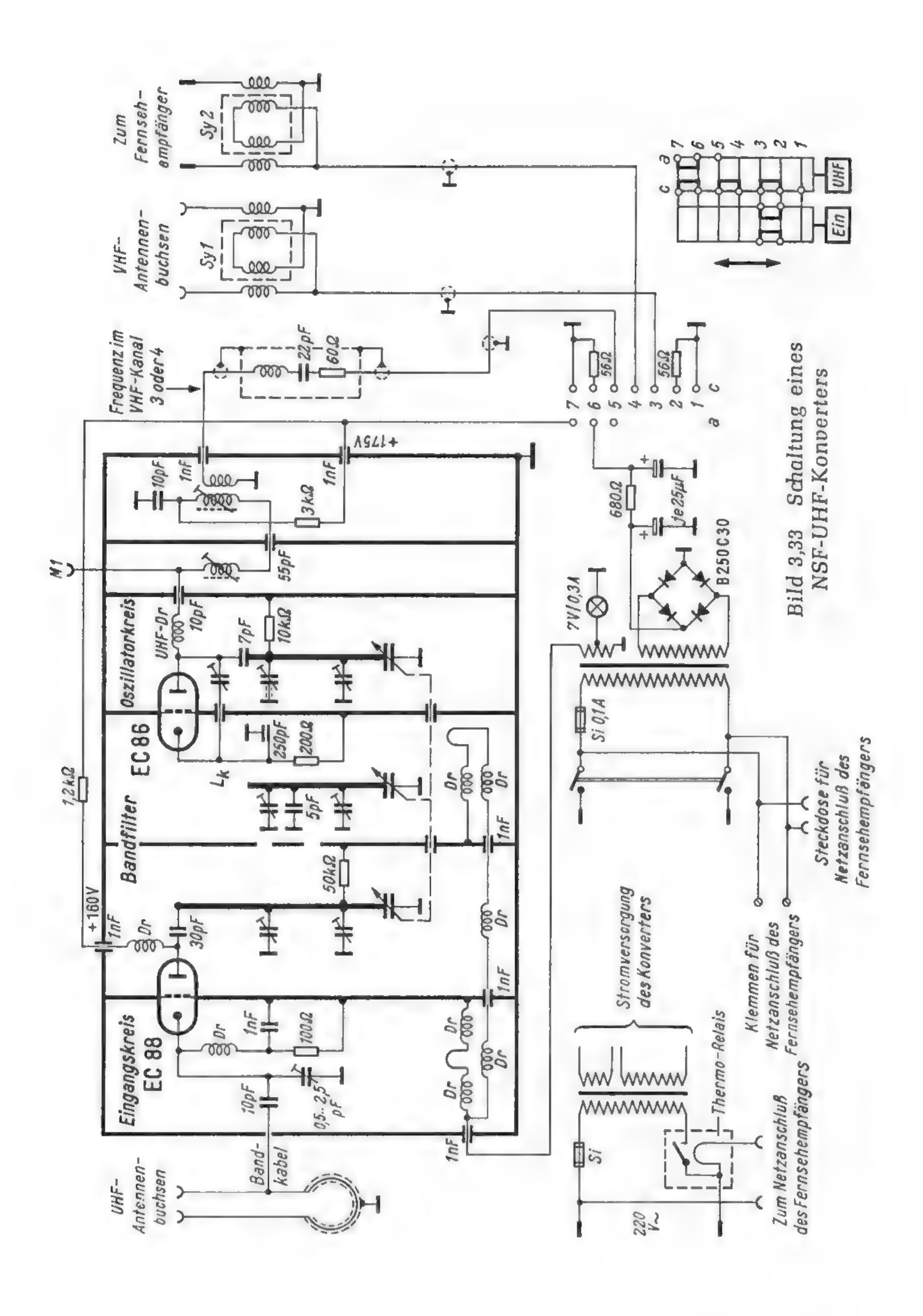


Bild 3.33 Schaltung eines NSF-UHF-Konverters

von 38,9 MHz um, sondern auf das Frequenzband des Fernsehkanals 3 (BT = 55,25 MHz) oder des Kanals 4 (BT = 62,25 MHz). Diese Frequenz wird dem VHF-Kanalschalter des Fernsehgerätes zugeführt, das Gerät darauf abgestimmt, und es arbeitet nun in gewohnter Weise, als wenn ein Sender des Bereiches I empfangen würde. Dabei wird die Verstärkung des Konverters zusätzlich wirksam, so daß die Anordnung eine größere Gesamtverstärkung als ein Empfänger mit einem normalen UHF-Tuner aufweist. Man arbeitet hierbei mit zweimaliger Umsetzung nach Bild 3,11. Ein solcher Konverter wird so konstruiert, daß man mit möglichst wenigen Handgriffen von VHF- auf UHF-Empfang übergehen kann

Im UHF-Teil wird das symmetrische Antennensignal auf 100 Ω heruntertransformiert und an den Eingangskreis der Vorröhre EC 88 geführt. Sie arbeitet in Gitterbasisschaltung. Über einen 30-pF-Trennkondensator gelangt das verstärkte Signal zum Primärkreis des durchstimmbaren Topfkreis-Bandfilters. Seine beiden Kreise sind induktiv durch Schlitze in der Trennwand gekoppelt. Eine Koppelschleife L_k, an deren Fußpunkt sich die Katodenkombination befindet, überträgt das UHF-Signal zur Katode der Mischröhre EC 86. Der Oszillator-Topfkreis ist lose über 7 pF an ihre Anode angekoppelt. Die erste Zwischenfrequenz, also die Frequenz des Kanals 3 oder 4, gelangt von der Anode der Röhre EC 86 über eine UHF-Drossel auf das fußpunktgekoppelte Bandfilter. Es hat eine Bandbreite von rund 17 MHz bei einer Mittenfrequenz von 61,5 MHz. Die VHF-Spannung wird über eine Koppelwicklung und einen Leitkreis auf den Umschalter geführt. Bei gedrückter UHF-Taste gelangt das Signal an Klemme 4 dieses Schalters und von dort über ein Symmetrierglied an die VHF-Antennenbuchsen des Empfängers.

Die VHF-Antenne wird in die entsprechend bezeichneten Buchsen des Konverters eingesteckt. Läßt man die UHF-Taste durch einen zweiten Druck wieder herausspringen, dann wird die VHF-Antenne über die Kontakte 3 und 4 zum Fernsehgerät durchgeführt. Wegen des für die UHF-Umsetzung notwendigen Symmetriergliedes *Sy* 2 liegt auch in der Zuleitung der VHF-Antenne ein Symmetrierglied *Sy* 1.

Der Konverter besitzt einen eigenen Netzteil mit Einschalttaste und einer Steckdose für die Netzzuführung des Fernsehempfängers. Durch Druck auf die Einschalttaste des Konverters wird die gesamte Anlage in Betrieb gesetzt.

Eine andere Anordnung zum gemeinsamen Einschalten ist in Bild 3,33 links unten dargestellt. Hier enthält der Netzteil des Konverters ein Thermorelais. Sein Schaltkontakt schließt sich, wenn einige Zeit Strom durch die Heizwicklung geflossen ist. Eingeschaltet wird mit dem Netzschalter am Hauptgerät, dessen Netzleitung am Konverter eingesteckt ist. Während der relativ langen Anheizzeit des Fernsehempfängers schließt auch der Kontakt des Thermorelais, der Konverter heizt durch und ist etwa zur gleichen Zeit betriebsbereit, in der das Bild am Empfänger erscheint.

Bild 3,34. UHF-Tuner mit Transistorbestückung

Bild 3,341 stellt die Schaltung eines Tuners mit dem diffusionslegierten Hf-Transistor AF 102 und der Silizium-Mischdiode D 2 dar. Die geringere Verstärkung dieses Tuners gegenüber einem Röhrentuner erfordert eine zusätzliche Zf-Stufe Bild 3,342. Sie ist ebenfalls mit einem Transistor AF 102 bestückt.

Der UHF-Tuner arbeitet ohne Hf-Vorstufe. Sein Oszillator-Transistor schwingt auf Frequenzen im 200-MHz-Bereich. Die Diode *D* 1 verzerrt die Kurvenform der Oszillatorschwingung, so daß sie recht oberwellenreich wird. Die dritte Harmonische wird durch den Topfkreis mit der Induktivität L 4 ausgesiebt, der von 510 bis 830 MHz durchstimmbar ist. An der Mischdiode *D* 2 bildet sich dann zusammen mit dem Antennensignal das Zf-Spektrum mit den Ton- und Bildträgerfrequenzen 33,4 MHz und 38,9 MHz. Es wird in der zusätzlichen Zf-Stufe nach Bild 3,342 verstärkt. Infolge der geringen Verstärkung des Tuners braucht die erste Zf-Stufe noch nicht geregelt zu

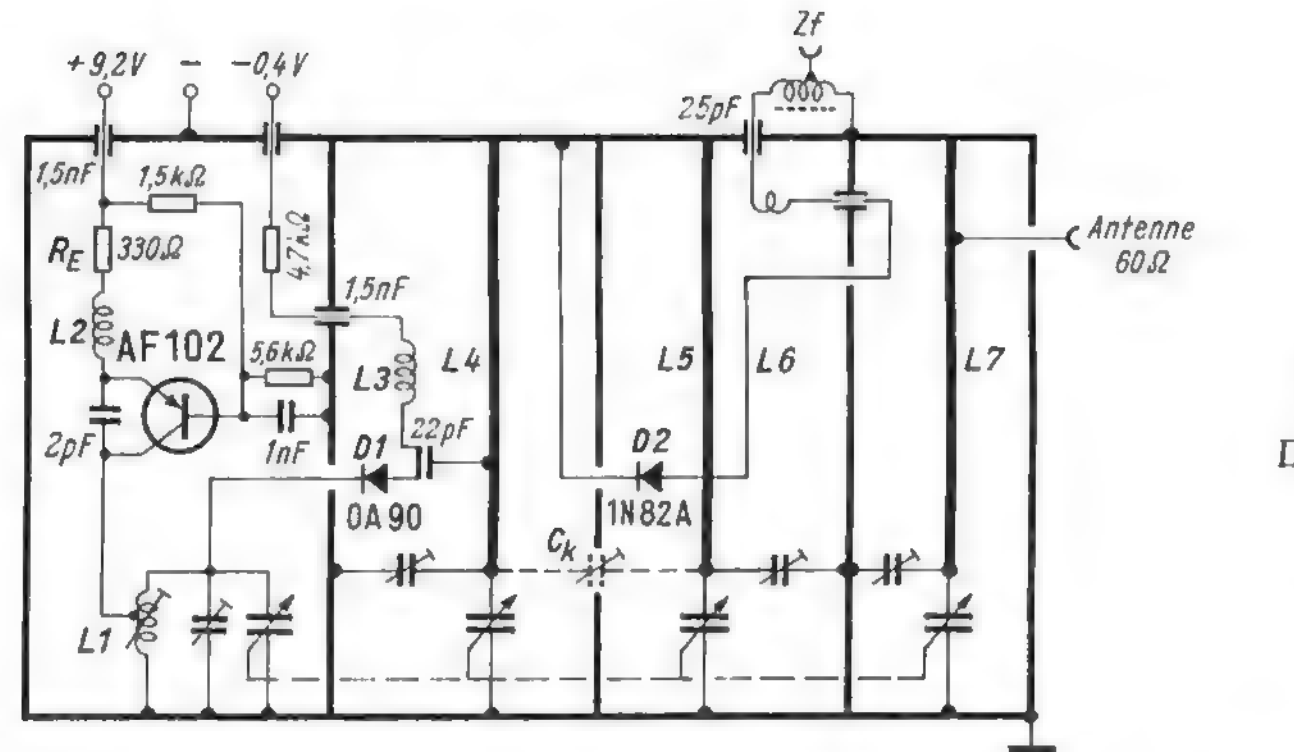


Bild 3,341
UHF-Tuner mit Transistor- und Diodenbestückung

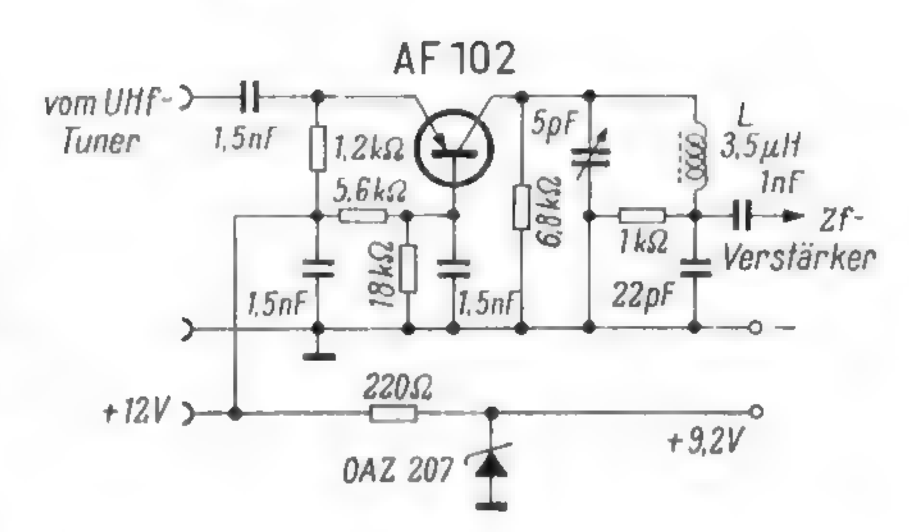


Bild 3,342
Zusätzliche erste Zf-Stufe für den Transistor-Tuner. Die stabilisierte Spannung + 9,2 V speist den UHF-Tuner Bild 3,341

werden, da hier noch mit keinen großen Eingangssignalen zu rechnen ist. Die Gesamtanordnung, also UHF-Tuner und erste Zf-Stufe, liefert eine Leistungsverstärkung von etwa 10 dB.

Die Zenerdiode in Bild 3,342 stabilisiert die Speisespannung des Oszillator-Transistors und damit die Oszillatorfrequenz. Die beiden Transistorbaugruppen sind zum Einbau in einen teilweise noch mit Röhren bestückten Fernsehempfänger gedacht. Zur Stromversorgung wird eine Spannung aus dem Zeilenablenk-Ausgangsübertrager entnommen, gleichgerichtet und gesiebt. Der Strombedarf beträgt etwa 50 mA bei 13 V Betriebsspannung.

Bild 3,35. UHF-Reaktanzverstärker

Der Reaktanzverstärker ist ein neuer Verstärkertyp, der bei höheren Frequenzen wesentlich geringere Rauschzahlen ergibt. Das aktive Verstärker-Element ist hierbei eine Halbleiterdiode. Bei der *Esaki-Diode* (auch *Tunnel-Diode* genannt) weist ein Teil der Kennlinie einen negativen Widerstand auf, der zum Entdämpfen von Schwingkreisen dienen kann. Grob kann man sich dies wie die früher bei Einkreisempfängern viel angewendete Rückkopplung zum Entdämpfen von Schwingkreisen vorstellen.

In anderen Fällen verwendet man in Sperrichtung vorgespannte Halbleiterdioden als nichtlineare Blindwiderstände. Man führt einer solchen Sperrschicht-Kapazitätsdiode außer der Signalfrequenz f_e eine weit höhere Hilfsfrequenz zu, die als Pump- oder Betriebsfrequenz f_b bezeichnet wird. Infolge eines Mischvorganges in der Reaktanzdiode entstehen dann zwei Hilfsfrequenzen, die Summenfrequenz $f_e + f_b$ und die Differenzfrequenz $f_b - f_e = f_{b-e}$. Ein Hilfskreis wird auf eine dieser Fre-

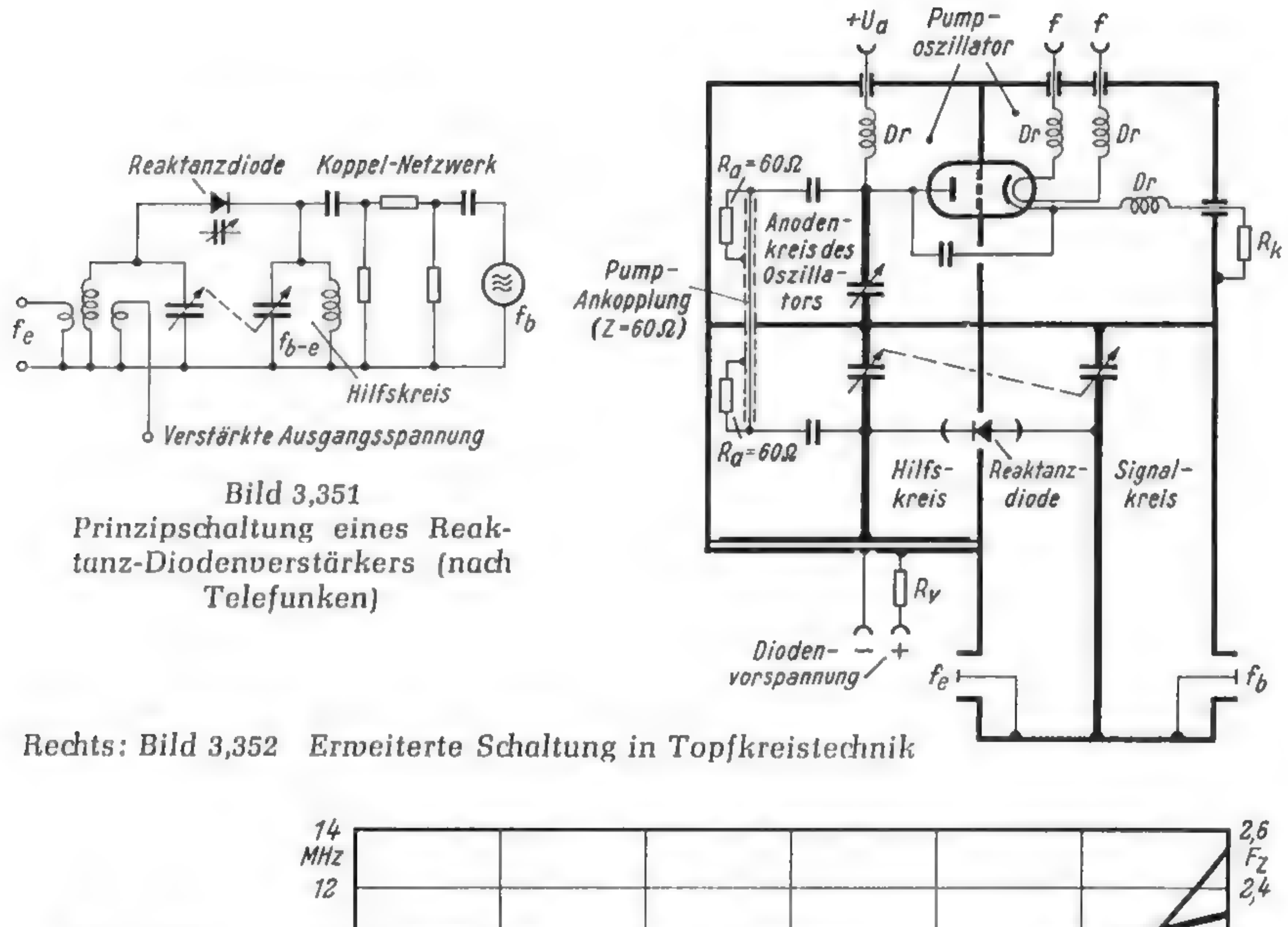


Bild 3,351
Prinzipschaltung eines Reaktanz-Diodenverstärkers (nach Telefunken)

Rechts: Bild 3,352 Erweiterte Schaltung in Topfkreistechnik

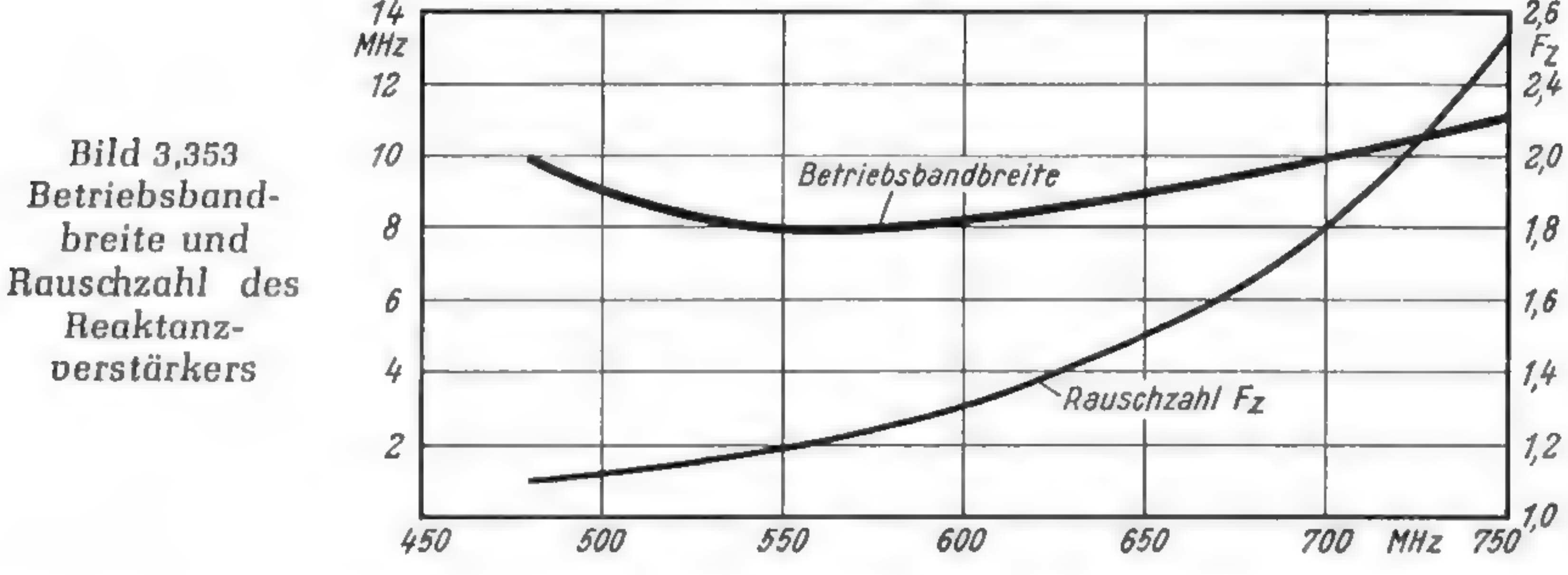


Bild 3,353
Betriebsbandbreite und Rauschzahl des Reaktanzverstärkers

quenzen abgestimmt. Über diesen Kreis überträgt sich Leistung des Pumposzillators auf die Signalfrequenz f_e. Sie wird demnach verstärkt und ihr Schwingkreis entdämpft. Bild 3,351 zeigt die Prinzipschaltung einer solchen Anordnung. Da ein Blindwiderstand (Reaktanzdiode) kein Rauschen verursacht, zeigt der Reaktanzverstärker nur ein sehr geringes, im wesentlichen lediglich durch die Verlustwiderstände bedingtes Eigenrauschen.

In der dargestellten Schaltung werden Signal- und Hilfskreis gegensinnig durchgestimmt, so daß die Summe ihrer Resonanzfrequenzen gleich der konstanten Pumpfrequenz f_b = 1900 MHz ist. Bild 3,352 zeigt die erweiterte Schaltung eines solchen Verstärkers in Topfkreistechnik. Eingang und Ausgang für die Empfangsfrequenz sind durch Koppelschleifen induktiv an den entdämpften Kreis angekoppelt. Bild 3,353 enthält die im UHF-Bereich gemessenen Bandbreiten und Rauschzahlen einer solchen Anordnung. Die Rauschwerte liegen spürbar niedriger als bei normalen Röhrenschaltungen. Nachdem man mit einer solchen Stufe ein sehr günstiges Signal/Rausch-Verhältnis erzielt hat, läßt man eine weitere durchstimmbare Verstärkerstufe mit Röhren oder Transistoren und die Mischstufe zum Umsetzen auf die Bildzwischenfrequenz folgen.

4. Bild-Zf-Verstärker

Bild 4,01. Durchlaßkurven des Fernsehempfängers

In Bild 1,15 wurde erläutert, daß das untere Seitenband beim Fernsehsender teilweise unterdrückt wird, um die Kanäle enger aneinanderzurücken und mehr Sender unterzubringen. In Bild 4,011 ist der Verlauf des ausgestrahlten Bandes nochmals mit starken Linien dargestellt und rechts und links daneben gestrichelt der Verlauf der Nachbarkanäle. Da sich keine Filter mit unendlich steilen Flanken bauen lassen, kann man im Sender das untere Seitenband nicht haarscharf am Träger abschneiden, sondern läßt den Abfall erst in 0,75 MHz Abstand beginnen. Die dem Träger benachbarten Modulationsfrequenzen werden daher doppelt (auf beiden Seitenbändern) ausgestrahlt. Sie würden beim Empfang einen zu großen Anteil der

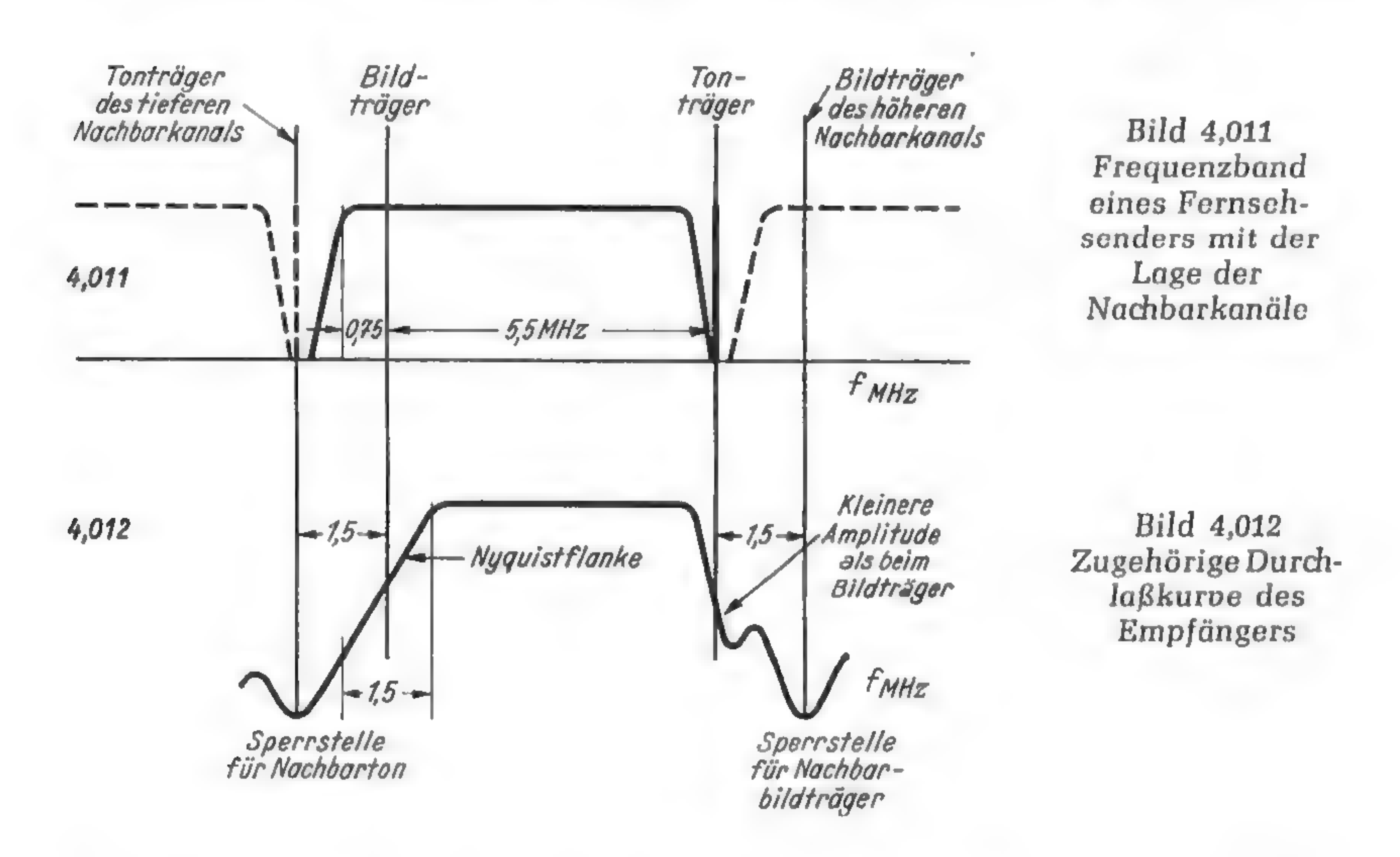


Bild 4,011 Frequenzband eines Fernsehsenders mit der Lage der Nachbarkanäle

Bild 4,012 Zugehörige Durchlaßkurve des Empfängers

tiefen Frequenzen und damit störende Bildverzerrungen ergeben. Nach einem Vorschlag von *Nyquist* bildet man daher die Durchlaßkurve des Empfängers so aus, daß nach Bild 4,012 die Trägerfrequenz auf Mitte einer schrägen Flanke zu liegen kommt. Dadurch werden von den niedrigen Modulationsfrequenzen etwa einviertel des linken Seitenbandes und dreiviertel des rechten Seitenbandes durchgelassen. Als Summe ergibt sich dann für alle Frequenzen der gleiche Wert. Dieser schräge Abfall der Durchlaßkurve wird „Nyquistflanke" genannt.

In 1,5 MHz Abstand vom Bildträger liegt bereits der Tonträger des Nachbarsenders. Um ihn mit Sicherheit vom Empfang des gewünschten Senders auszusperren, gibt man der Durchlaßkurve durch Sperrkreise an dieser Stelle eine tiefe Einsattelung. Die Begrenzung der anderen Flanke der Durchlaßkurve hängt von der Art der Schaltung ab. Bei dem fast ausschließlich bei uns verwendeten und im Kapitel 6 behandelten Differenzträgerverfahren muß die Amplitude des Tonträgers kleiner als die des Bildträgers sein. Durch einen auf den Tonträger abgestimmten Sperrkreis

wird deshalb die Kurve an dieser Stelle abgesenkt. In 1,5 MHz Abstand vom eigenen Tonträger liegt bereits wieder der Bildträger des höheren Nachbarkanals, der durch weitere Sperrkreise möglichst wirksam unterdrückt werden muß. Aus diesen Forderungen heraus erhalten die Flanken der Durchlaßkurve etwa den in Bild 4,012 dargestellten Verlauf.

Bild 4,02. Form der Zf-Durchlaßkurve

Die in Bild 4,012 geforderte Form der Durchlaßkurve läßt sich durch mehrere versetzt abgestimmte Zf-Kreise oder durch breitbandige Zf-Bandfilter erzielen. In beiden Fällen sind die Kreise außerdem mit ohmschen Widerständen zu bedämpfen. Der Einfluß des VHF- oder UHF-Eingangsteiles auf die Form der Durchlaßkurve kann dagegen vernachlässigt werden. Bei den geringen Kreisgüten und dem dämpfenden Einfluß des Röhreneingangswiderstandes wird im Eingang ein bedeutend breiteres Band durchgelassen. Die Trennschärfe muß also ähnlich wie beim normalen Rundfunkempfänger in den Zf-Teil verlegt werden. Wie in Bild 3,09 gesagt, kehren sich

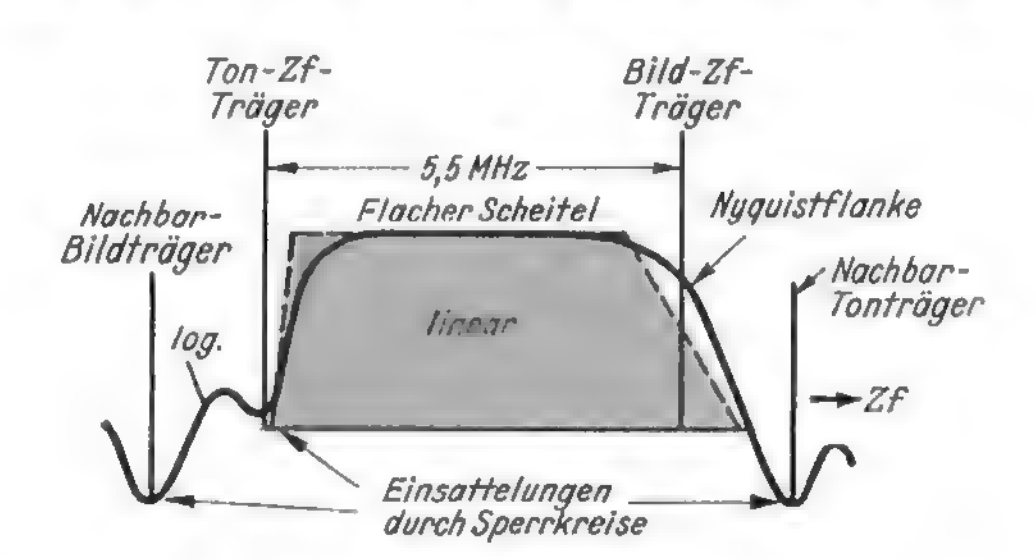


Bild 4,02
Theoretische Zf-Durchlaßkurve (gestrichelt) und praktisch erzielte Annäherung (stark gezeichnet)

die Frequenzverhältnisse im Zf-Teil um, die höhere Empfangsfrequenz ergibt die tiefere Zwischenfrequenz. Die in Bild 4,01 angestrebte Durchlaßkurve muß also im Zf-Teil spiegelbildlich liegen.

Allerdings läßt sich der geforderte Verlauf nicht mathematisch exakt einhalten. Die stark gezeichnete Linie gibt eine praktisch erreichbare Durchlaßkurve an, die sich genügend genau an den theoretischen Verlauf anschmiegt. Der flache Scheitel wird dabei durch verschiedene Resonanzlagen der Zf-Kreise erreicht. Wie bereits erwähnt, müssen die Kreise außerdem bedämpft werden, um den breiten Durchlaßbereich von 5,5 MHz zu erzielen. Dämpfung bedeutet aber Verstärkungsverlust. Die Verstärkung je Röhre ist daher geringer als bei einem Rundfunkempfänger. Das bedeutet, daß für eine hohe Gesamtverstärkung etwa drei bis vier Zf-Stufen erforderlich sind oder daß man sehr steile Röhren verwenden muß.

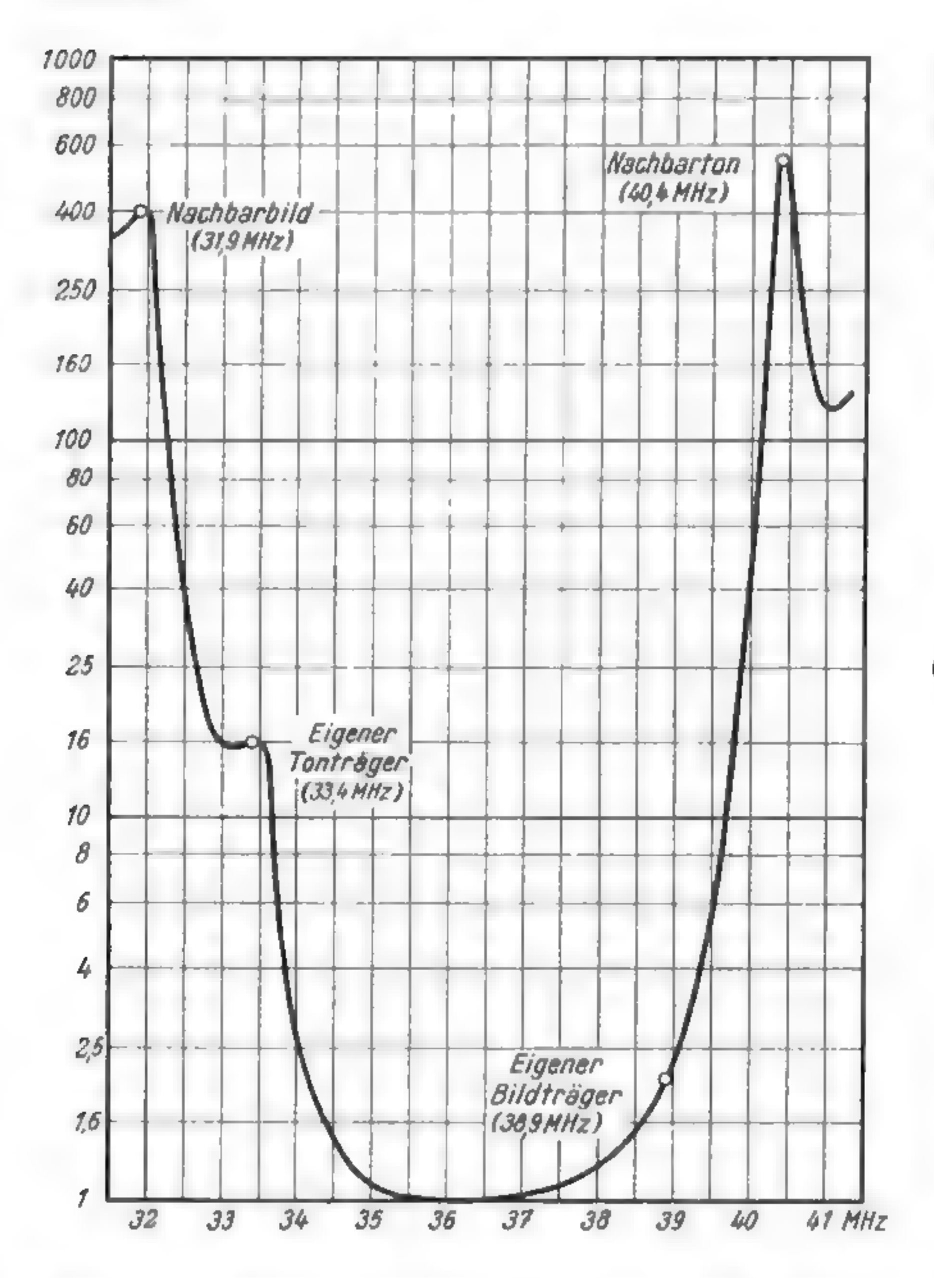
Sperr- und Saugkreise im Zf-Teil unterdrücken die eigene Tonzwischenfrequenz für den Video-Gleichrichter sowie die störenden Frequenzen der Nachbarsender und bewirken damit die verschiedenen Einsattelungen in der Kurve.

Bild 4,03. Die gemessene Durchlaßkurve

Um eine Zf-Durchlaßkurve aufzunehmen, führt man dem Eingang des Zf-Verstärkers nacheinander die einzelnen Meßfrequenzen aus einem Meßsender zu. Die verstärkte Ausgangsspannung des Zf-Teiles wird gemessen und bei jedem Meßpunkt auf den gleichen Wert eingestellt, indem man den Meßsender mehr oder weniger weit aufdreht. An den Flanken der Kurve, wo die Sperrkreise liegen, muß man also die zugeführte Meßsenderspannung stark erhöhen, um auf konstante Ausgangsspannung des Zf-Teiles zu kommen.

Man trägt nun die jeweils am Meßsender eingestellten Spannungen in Kurvenform auf. Da an den Flanken eine höhere Spannung benötigt wird, ergibt sich, daß die gemessene Durchlaßkurve gegenüber den bisher betrachteten „auf dem Kopf steht".

Wegen der großen Spannungsunterschiede wählt man einen logarithmischen Maßstab. Gibt man dem „Scheitel", also hier dem Fußpunkt der Kurve, den Wert 1, so lassen sich an der senkrechten Skala unmittelbar die Trennschärfewerte ablesen. In der hier dargestellten Kurve eines Industrie-Empfängers ergeben sich z. B. folgende Werte:



Nachbarbild	31,9 MHz	1 : 400
Eigenton	33,4 MHz	1 : 16
Eigenbild	38,9 MHz	1 : 2,1
Nachbarton	40.4 MHz	1 : 550

Bild 4,03
Gemessene Zf-Durchlaßkurve eines Fernsehempfängers

Bild 4,04. Prinzipschaltung eines Bild-Zf-Verstärkers

Die im vorigen Bild dargestellte Durchlaßkurve gibt lediglich einen Maßstab für die *Verstärkung* der einzelnen Frequenzen. Ebenso wichtig ist aber, daß die verschiedenen Frequenzen zueinander ihre ursprüngliche Phasenlage behalten. Besonders an den steilen Flanken der Durchlaßkurve treten leicht Phasendrehungen auf. Sie bewirken verschiedene Laufzeiten der einzelnen Modulationsfrequenzen innerhalb des Verstärkers. Daraus ergibt sich, daß z. B. feine Bildeinzelheiten verwischt und unterdrückt werden. Die Resonanzkreise und Kopplungselemente eines Bild-Zf-Verstärkers[1]) sind deshalb für richtigen Amplituden- und Phasenverlauf der Resonanzkurve zu bemessen.

Ein Zf-Verstärker besitzt fünf bis acht Zf-Kreise, die auf Frequenzen im Durchlaßbereich abgeglichen sind. Sie können als Einzelkreise angeordnet sein oder zu Bandfiltern zusammengefaßt werden. Die Formel für den Resonanzwiderstand eines Schwingkreises lautet:

$$R_a = g \cdot \omega L$$

[1]) Man spricht der Kürze wegen vom *Bild*-Zf-Verstärker, obgleich in dem zu verstärkenden Signalgemisch auch die Ton-Zf-Spannung und die Gleichlaufzeichen enthalten sind.

Die Kreisgüte g ist durch den geforderten Kurvenverlauf festgelegt, sie darf also nicht geändert werden. Um trotzdem einen möglichst hohen Resonanzwiderstand, also eine günstige Verstärkung zu erzielen, macht man die Selbstinduktion L der Kreise so groß wie möglich. Großes L bedeutet aber möglichst kleines C, um auf die gewünschte Abgleichfrequenz zu kommen. Man verwendet daher im Fernseh-Zf-Verstärker extrem kleine Parallelkondensatoren von wenigen Pikofarad und die unvermeidlichen Röhren- und Schaltkapazitäten als Kreiskapazitäten. Zwangsläufig ergibt sich dadurch stets induktive Abstimmung der Kreise. Oft werden auch Zusatz-

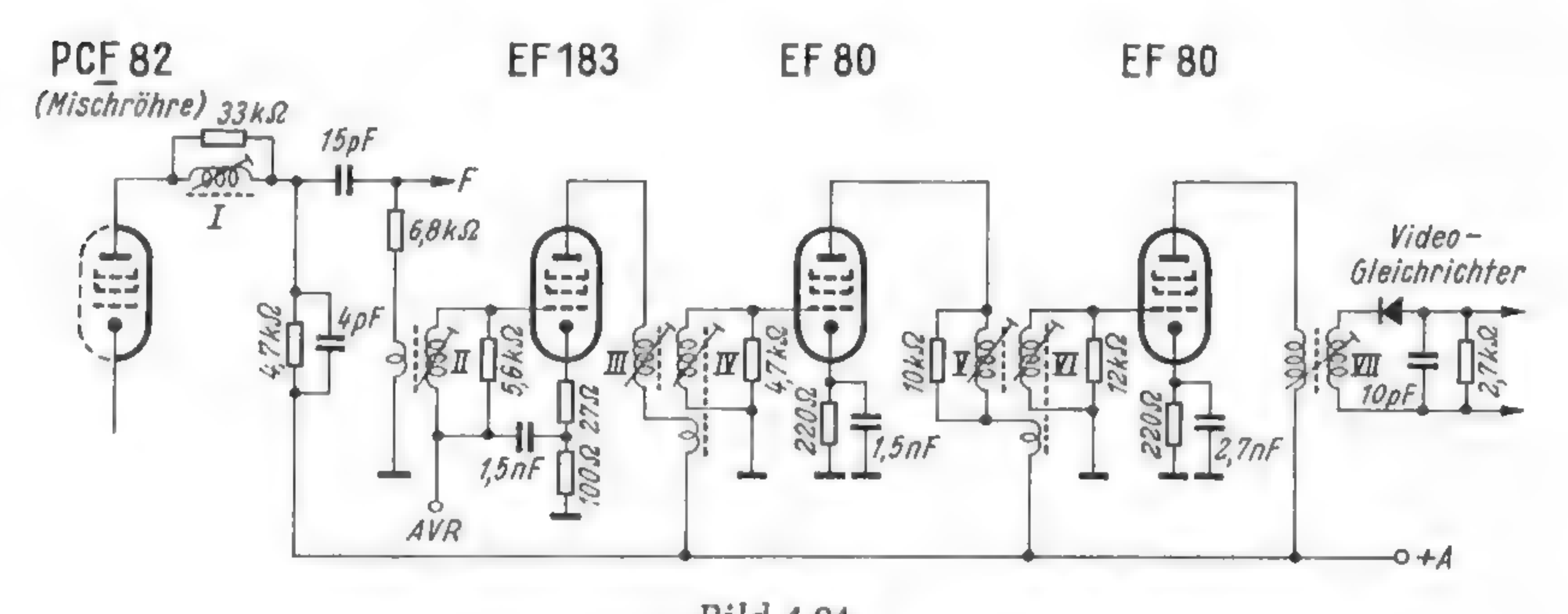


Bild 4,04
Prinzipschaltung eines dreistufigen Bild-Zf-Verstärkers (Saba)

kapazitäten gänzlich vermieden. Es erfordert also bei der Betrachtung von Fernsehschaltbildern eine gewisse Aufmerksamkeit, um eine Kopplungswicklung oder eine unabgestimmte Drosselspule von einer abstimmbaren Schwingkreisspule zu unterscheiden. In Bild 4,04 sind die Abstimmspulen durch römische Zahlen und das Abgleichsymbol gekennzeichnet. Kreis *I* befindet sich im Kanalwähler und ist als π-Kreis geschaltet. Bei *F* sind Fallen (Sperrkreise) für Bild- und Tonträger der frequenzbenachbarten Sender angeordnet. Diese Fallen seien hier zunächst außer Betracht gelassen. Der folgende Kreis *II* liegt am Gitter der steilen Regelröhre EF 183. Darauf folgen zwischen den beiden nächsten Röhren je ein Bandfilter mit den Kreisen *III/IV* bzw. *V/VI*. An den Anodenkreis der dritten Röhre ist der Kreis *VII* mit dem Video-Gleichrichter angekoppelt.

Kreise und Bandfilter sind je nach dem Fabrikat verschieden angeordnet. Früher sah man auf unterschiedliche Frequenzen abgeglichene Einzelkreise vor, um die breite Durchlaßkurve zu erzielen (gestaffelt oder versetzt abgeglichene Kreise). In den Empfängern etwa ab Baujahr 1959 bevorzugt man dagegen Bandfilter zwischen den Zf-Verstärkerröhren. Dies erleichtert die Abgleicharbeit, weil diese Kreise auf die gleiche Mittenfrequenz abgestimmt werden. Außerdem bewirken Bandfilter eine etwas höhere Verstärkung, so daß man mit drei Zf-Verstärkerröhren auskommt, während früher oft vier Röhren für notwendig gehalten wurden. Für dreistufige Zf-Verstärker findet man beispielsweise folgende Bestückungen:

EF 80, EF 80, EF 80 (Verschiedene Firmen)
EF 80, EF 80, EF 184 (Graetz)
EF 85, EF 80, EF 184 (Blaupunkt)
EF 183, EF 80, EF 80 (Saba)
EF 183, EF 184, EF 80 (Grundig)
EF 183, EF 183, EF 184 (Grundig)
EF 183, EF 184, EF 184 (Grundig)
EF 184, EF 80, EF 80 (Nordmende)

Bild 4,05. Kopplungselemente

Für einen Fernseh-Zwischenfrequenzverstärker scheidet die RC-Kopplung mit Gitterkondensator und Ableitwiderstand aus. Ein solches RC-Glied ist zu träge; der auf die Anodenspannung aufgeladene Kopplungskondensator kann sich bei plötzlichen Spannungsstößen nicht schnell genug umladen. Ein kurzer Störimpuls, z. B. der Zündfunke eines Autos, der im Bild nur als schwarzer Punkt sichtbar wäre, ergibt dadurch einen breiten, durch die Entladezeit des Kondensators bedingten waagerechten Streifen im Bild.

Deshalb verwendete man vielfach die induktive Kopplung nach Bild 4,051. Im Anodenkreis der vorhergehenden Röhre liegt eine Kopplungswicklung. Der Gitterkreis der folgenden Röhre enthält die abgleichbare Kreisspule und einen Dämpfungswiderstand, um die Bandbreite zu vergrößern. Die Kopplung zwischen beiden

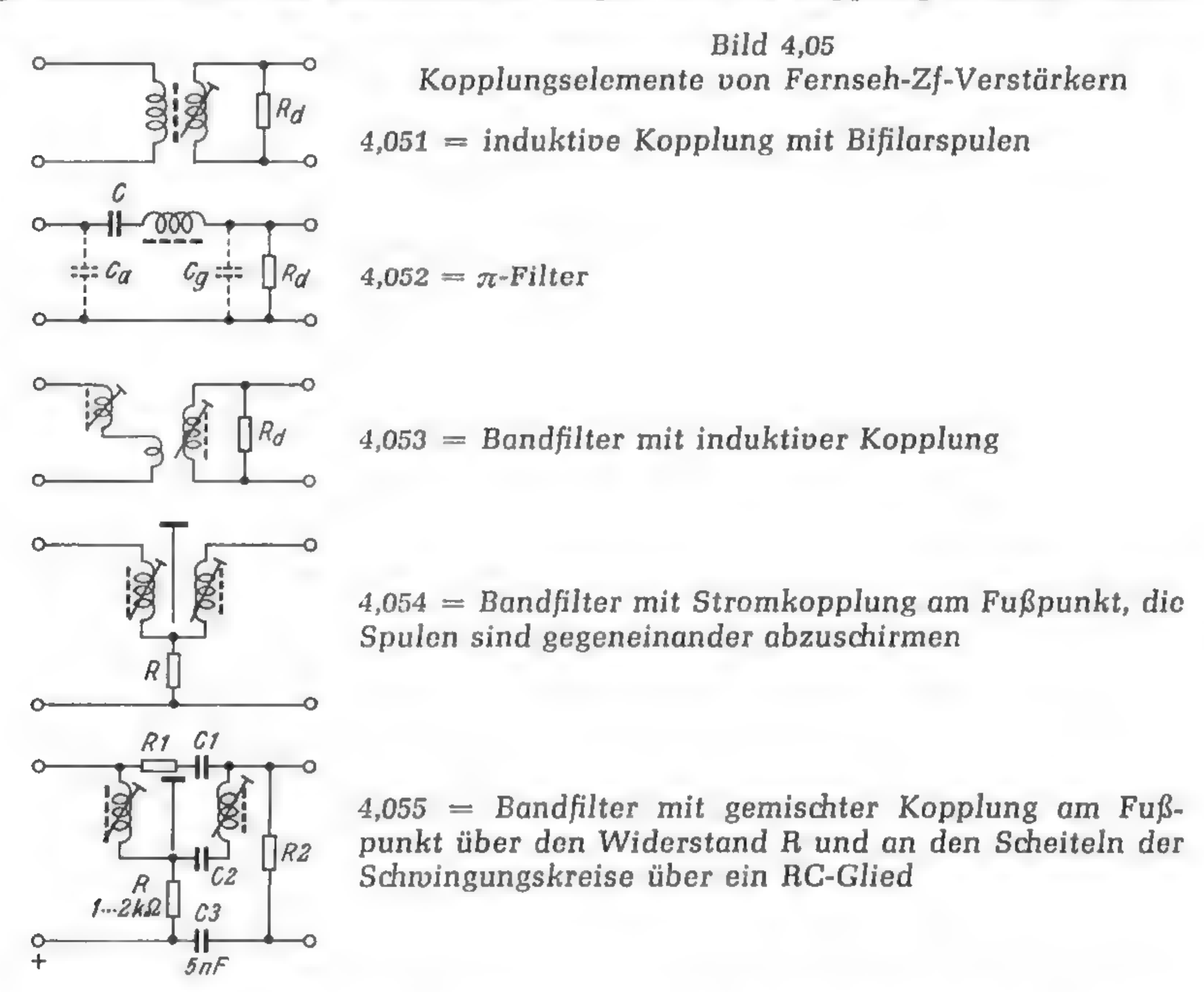


Bild 4,05
Kopplungselemente von Fernseh-Zf-Verstärkern

4,051 = induktive Kopplung mit Bifilarspulen

4,052 = π-Filter

4,053 = Bandfilter mit induktiver Kopplung

4,054 = Bandfilter mit Stromkopplung am Fußpunkt, die Spulen sind gegeneinander abzuschirmen

4,055 = Bandfilter mit gemischter Kopplung am Fußpunkt über den Widerstand R und an den Scheiteln der Schwingungskreise über ein RC-Glied

Spulen soll sehr fest sein, damit keine Verstärkung verloren geht. Deshalb werden die Drähte der beiden Wicklungen unmittelbar parallel nebeneinander auf den Spulenkörper gewickelt (bifilare Spule).

Ein anderes Koppelglied ist das π-Filter nach Bild 4,052. Hier liegt die Induktivität im Längszweig, und die Anodenkapazität der Vorröhre sowie die Gitterkapazität der Folgeröhre bilden, in Reihe liegend, die Schwingkreiskapazität. Diese Anordnung ist von Vorteil, wenn eine längere Leitungsführung erforderlich ist, z. B. von der Kaskode zur ersten Zf-Röhre (vgl. Bild 4,04). Der Kondensator C riegelt lediglich die Anodengleichspannung ab.

Ferner wird auch das aus der Rundfunktechnik bekannte Bandfilter mit zwei abgestimmten Kreisen im Fernseh-Zf-Verstärker angewendet. Dabei sind grundsätzlich

alle Kopplungsarten möglich, wie sie aus der Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger bekannt sind. Ein induktiv am Fußpunkt gekoppeltes Filter zeigt Bild 4,053. Bisweilen verwendet man auch stromgekoppelte Bandfilter nach Bild 4,054. Die beiden Kreise sind hier nur über den gemeinsamen Fußpunktwiderstand *R* gekoppelt, der gleichzeitig die erforderliche Dämpfung ergibt, um den breiten Durchlaßbereich zu erzielen. Eine zusätzliche induktive Kopplung wird durch gegenseitige Abschirmung der Spulen verhindert.

Außerdem kann man solche Filter nach Bild 4,055 an den Scheiteln der Schwingkreise über ein RC-Glied koppeln, um den richtigen Phasenverlauf zu erzielen (vgl. Bild 4,04). Gleichzeitig ist hier dargestellt, wie bei einem solchen Filter die Anodenspannung der Vorröhre über den Koppelwiderstand *R* zugeführt und wie der Gitterkreis der Folgeröhre durch die Kondensatoren *C* 2, *C* 3 gegen die Anodenspannung abgeriegelt wird. *R* 2 ist der nunmehr wieder erforderliche Gitterableitwiderstand, der zugleich zur Dämpfung des zweiten Kreises dienen kann.

Bild 4,06. Zf-Verstärker mit versetzt abgeglichenen Einzelkreisen

Bis etwa zum Jahre 1958 bevorzugte man in der Fernsehempfänger-Entwicklung Bild-Zf-Verstärker mit versetzt abgeglichenen Einzelkreisen. Hierbei werden die Kreise mit den zur Bandmitte liegenden Frequenzen stärker bedämpft. Ihre Resonanzkurve verläuft also niedriger und flacher. Die beiden außenliegenden Kreise I und V mit ihrer geringen Dämpfung ergeben die steilen Flanken der Gesamtkurve.

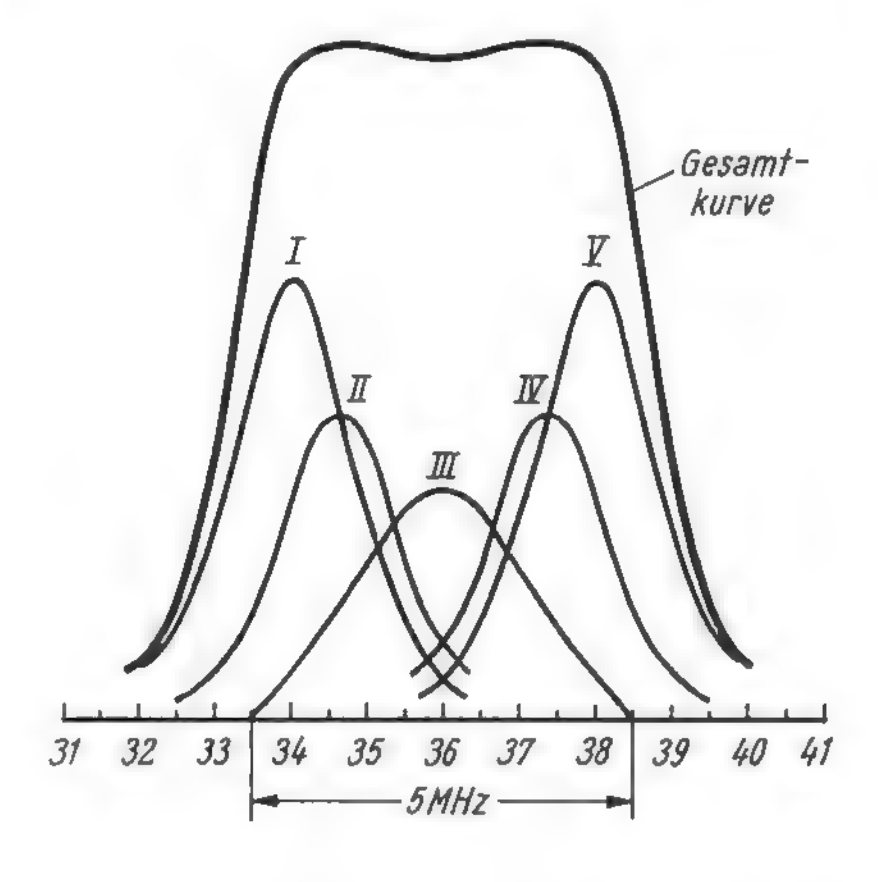


Bild 4,06
Aufbau einer annähernd rechteckigen Gesamtdurchlaßkurve aus fünf versetzt abgestimmten und verschieden gedämpften Einzelkreisen

Das Tal, das entstehen würde, wenn nur diese beiden Kreise allein vorhanden sind, wird durch die mittlere flache (stark gedämpfte) Kurve III ausgefüllt, und die Kreise II und IV bügeln die Kuppe vollständig aus.

Die Gesamtkurve ergibt sich durch Multiplizieren der Werte der Einzelkreise, denn jeder Wert einer Resonanzkurve bedeutet in Verbindung mit der Röhre einen Verstärkungsfaktor. Ergibt sich für eine bestimmte Frequenz bei einem Kreis eine sechsfache Verstärkung und für die gleiche Frequenz im darauffolgenden Kreis eine achtfache Verstärkung, so ist die Gesamtverstärkung $V = 6 \cdot 8 = 48$.

Die bildliche Darstellung hier ist etwa so aufzufassen, als wenn der senkrechte Maßstab logarithmisch aufgetragen wäre. Dann wird aus der Multiplikation eine

Addition, man kann also einfach die Werte der einzelnen Kurven aufeinanderbauen, um die Gesamtkurve zu erhalten.

Daraus ergibt sich nebenbei die interessante Tatsache, daß die gesamte Durchlaßkurve gleichmäßig niedriger wird, wenn die Verstärkung einer Stufe des Zf-Verstärkers nachläßt. Sinkt sie z. B. auf die Hälfte, dann schrumpft jeder einzelne Wert der zugehörigen Resonanzkurve dieser Stufe auf die Hälfte zusammen. Dann ist aber die Gesamtkurve für alle Punkte ebenfalls durch zwei zu dividieren, denn auch die flach auslaufenden, weiterabliegenden Kurventeile der Einzelkurve tragen zur Gesamtkurve bei. Da die Werte aller Einzelkurven sich multiplizieren, sinkt der Gesamtwert auf die Hälfte, wenn nur einer der kleinsten Teilwerte auf die Hälfte sinkt. Läßt also die Verstärkung einer einzigen Stufe nach, dann bleibt die Form der Durchlaßkurve erhalten, sie wird nur proportional dem Absinken der Verstärkung niedriger. Wird allerdings eine Stufe *verstimmt*, dann „verbiegt" sich die Gesamtdurchlaßkurve erheblich.

Weiter kann man die Gesamtdurchlaßkurve dadurch verformen, daß man die einzelnen Kreise anders bedämpft. Dämpft man z. B. den Kreis V stärker, dann wird die Flanke an dieser Seite schräger, und man erhält damit den gewünschten Verlauf der Nyquist-Flanke.

Die Reihenfolge der Abstimmkreise in einem solchen Zf-Verstärker ist im Grunde gleichgültig. Im allgemeinen stimmt man die ersten Stufen möglichst auf Frequenzen ab, die dem Tonträger (33,4 MHz) benachbart sind, damit dieser zunächst gut verstärkt wird. Am Ausgang des Verstärkers dagegen soll, wie noch beim Zwischenträgerverfahren (Kapitel 6) besprochen wird, der Tonträger eine geringere Amplitude als der Bildträger haben. Die großen Bandbreiten der Einzelkreise lassen sich nur durch zusätzliche Dämpfungen erzielen. Hierzu macht man sich zweckmäßig den mathematischen Zusammenhang zwischen Resonanzwiderstand R_a, Bandbreite b und Kreiskapazität C nochmals klar. Die Bandbreite eines Kreises ist[1]):

$$b = \frac{f_{res}}{g}\text{, also } g = \frac{f_{res}}{b}$$

$$\text{und } R_a = g \cdot \frac{1}{\omega C} = g \cdot \frac{1}{2\,\pi\, f_{res} \cdot C}$$

Setzt man in den zweiten Ausdruck den Wert für g ein, so erhält man:

$$R_a = \frac{f_{res}}{b} \cdot \frac{1}{2\,\pi\, f_{res} \cdot C}$$

Die Resonanzfrequenz f_{res} hebt sich also heraus, und man erhält eine frequenzunabhängige Formel:

$$R_a = \frac{1}{2\,\pi\, b\, C} \quad \text{oder } b = \frac{1}{2\,\pi\, R_a \cdot C}$$

Für eine Bandbreite b_I von etwa 1,6 MHz, wie sie für den Kreis I im Bild erforderlich ist, ergibt sich bei einer geschätzten Kreiskapazität von C = 20 pF:

$$R_a = \frac{10^{12}}{2 \cdot 1{,}6 \cdot 10^6 \cdot 20} = 5000\ \Omega$$

Der mittlere stark gedämpfte Kreis III soll eine Bandbreite $b_{III} = 5$ MHz haben:

$$R_a = \frac{10^{12}}{2 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 20} = 1600\ \Omega$$

---

[1]) Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 3,06 und 3,08

Da im allgemeinen die Spulengüten bei allen Zf-Kreisen gleich sind, werden die verschieden hohen Schwingkreiswiderstände R_a durch passend bemessene ohmsche Parallelwiderstände erzielt. In Gitterkreisen bemißt man den Gitterableitwiderstand entsprechend. Man findet daher in Fernseh-Zf-Verstärkern stark unterschiedliche und zum Teil sehr niedrige Gitterableitwiderstände zwischen 2 und 25 kΩ. Diese Werte dürfen bei Reparaturen auf keinen Fall verändert werden, selbst wenn sich dadurch eine höhere Verstärkung ergibt. Ebenso müssen die vorgeschriebenen Abgleichfrequenzen genau eingehalten werden, weil sonst die Durchlaßkurve von der vorgesehenen Form abweicht und Bildeinzelheiten verfälscht werden.

Mit versetzt abgeglichenen Einzelkreisen läßt sich die notwendige Kurvenform recht genau nachbilden. Ein so aufgebauter Zf-Verstärker ist jedoch umständlich abzugleichen. Jede der fünf Abgleichfrequenzen muß genau eingehalten werden. Auch ist die Verstärkung einer Stufe geringer als bei dem nachstehend beschriebenen Zf-Verstärker mit Bandfiltern.

Bild 4,07. Zf-Verstärker mit Bandfilterkopplung

Das Prinzip eines solchen Verstärkers wurde bereits in Bild 4,04 dargestellt. Man setzt die Gesamtresonanzkurve aus drei hintereinander geschalteten Bandfilterkurven zusammen. Zwei von ihnen werden ziemlich stark gedämpft und unterkritisch gekoppelt, so daß ihre Kurven nicht eingesattelt sind. Das dritte Bandfilter

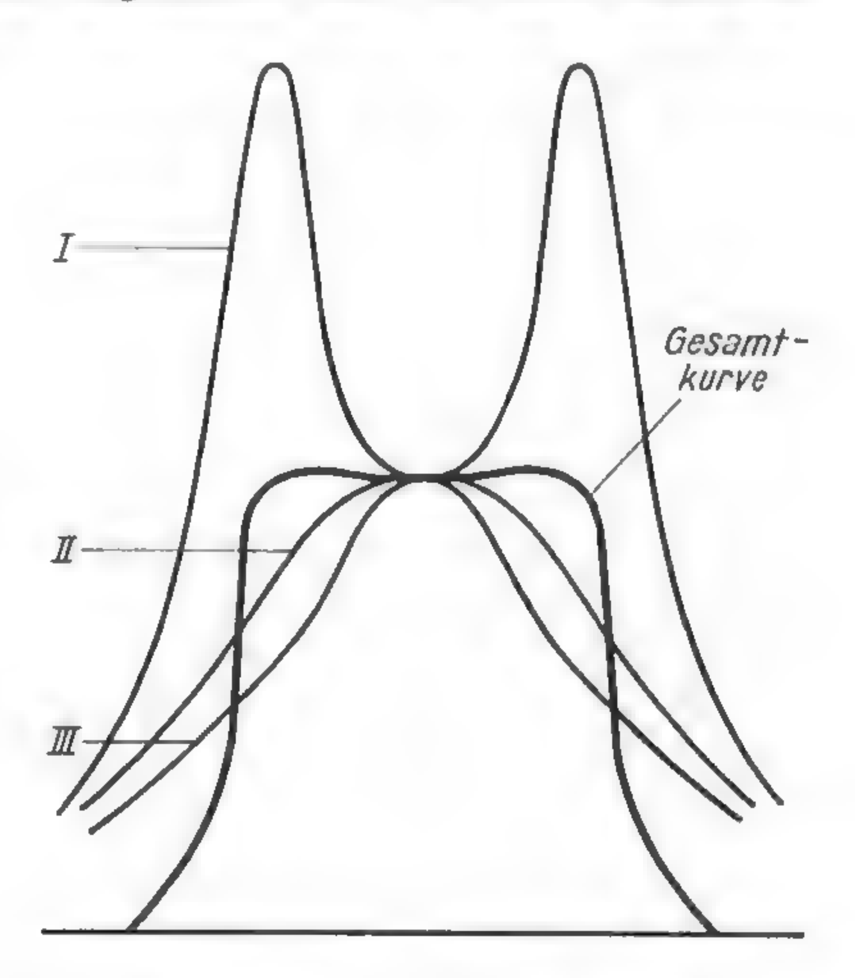


Bild 4,07
Aufbau einer annähernd rechteckigen Gesamtdurchlaßkurve aus drei auf gleiche Frequenz abgestimmten und verschieden bedämpften Bandfiltern

dagegen erhält eine hohe Güte und wird überkritisch gekoppelt, so daß sich zwei sehr hohe spitze Höcker in der Kurve ergeben. Diese drei Einzelkurven setzen sich dann zu der gewünschten Rechteckkurve mit flachem Scheitel und steilen Flanken zusammen. Bei den gedämpften Bandfiltern kann man die Dämpfungswiderstände entweder auf beide Kreise gleichmäßig aufteilen oder dem Primärkreis seine ursprüngliche Güte belassen und den Sekundärkreis stärker bedämpfen. Im zweiten Fall ergibt sich eine etwas höhere Verstärkung. Außerdem wird das Formen der Zf-Durchlaßkurve beim Abgleichen mit dem Wobbler günstiger verteilt. Der ungedämpfte Kreis bestimmt hauptsächlich die Resonanzlage und damit die Symmetrie der Kurve, und der bedämpfte hat vorwiegend Einfluß auf die Verstärkung bzw. Amplitude.

Die Bandfilter werden meistens auf eine gemeinsame Mittenfrequenz abgeglichen, darin liegt der große Vorteil für den Service. Die Kreise mit hoher Güte sind jedoch beim Abgleichen der Gegenkreise zu bedämpfen, wie auch sonst beim Abgleichen überkritisch gekoppelter Kreise notwendig.

Bild 4,08. Die Frequenzfallen

Um der zunächst symmetrischen Durchlaßkurve eines Zf-Verstärkers den gewünschten Verlauf mit der einseitigen Nyquist-Flanke und den Sperrstellen zu geben, werden Absorptionskreise mit den eigentlichen Abstimmkreisen gekoppelt. Sie sollen bestimmte Frequenzen absorbieren, d. h. aufsaugen oder aufzehren. Diese Absorptionskreise werden im Englischen *Traps* = Fallen genannt. Für die Fallen bestehen verschiedenartige Schaltungsmöglichkeiten.

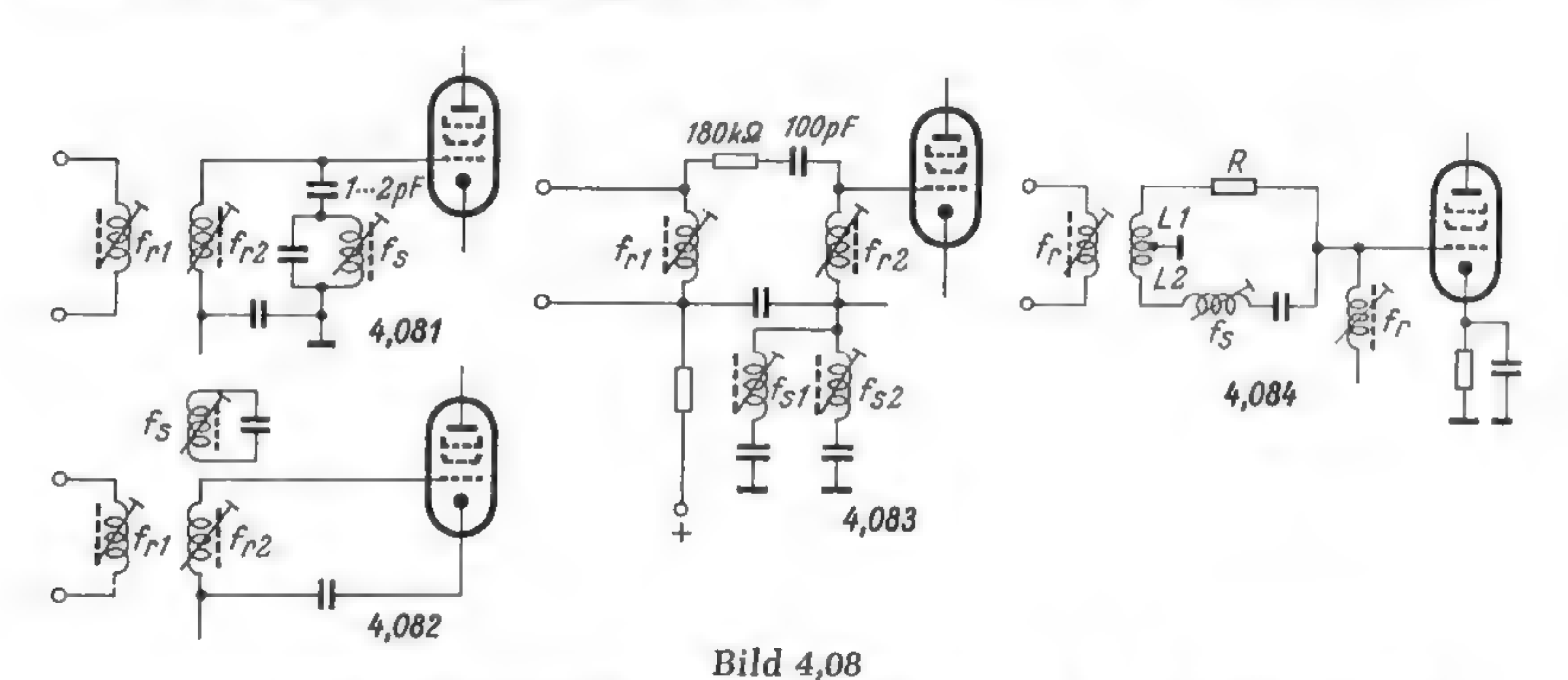


Bild 4,08
Verschiedene Ausführungen von Frequenzfallen; f_r = zu verstärkende Resonanzfrequenz, f_s = zu unterdrückende Sperrfrequenz

So kann nach Bild 4,081 der als Parallelkreis ausgebildete Absorptionskreis kapazitiv an das Gitter einer Zf-Verstärkerröhre gekoppelt werden. Dies hat den Vorteil, daß die Kopplung durch den kleinen Koppelkondensator genau definiert ist. Die Kapazität dieses Koppelkondensators muß sogar sehr klein sein, denn sonst würde der Absorptionskreis den eigentlichen Zf-Kreis verstimmen und nicht als Falle, sondern als Resonanzkreis wirken. In Bild 4,082 ist die Falle induktiv mit dem eigentlichen Resonanzkreis gekoppelt. Hierbei entfällt der Aufwand für den Koppelkondensator, aber die Spulenabstände müssen exakt festgelegt werden.

Stromgekoppelte Bandfilter geben die Möglichkeit, nach Bild 4,083 ein oder mehrere Saugkreise als Fallen parallel zum Kopplungswiderstand anzuordnen. Sie ergeben ein Filter mit „Nullstellen", an denen die Resonanzkurve sehr tief abgesenkt ist. Eine solche Anordnung wird mitunter auch als „M-Filter" bezeichnet. Die steilen Sperr-Resonanzen für Nachbarbild und Nachbarton in Bild 4,03 rühren von einem solchen Filter mit Nullstellen her.

Weiter sind Brückenfilter nach Bild 4,084 üblich. Die Zweige der Brücke bestehen hierbei aus den beiden symmetrischen Spulenhälften $L\,1$ und $L\,2$, dem Widerstand R und dem Serienresonanzkreis für die auszusperrende Frequenz f_s. Der Widerstand R muß dabei den gleichen Wert haben wie der Serienwiderstand r des abgeglichenen Saugkreises. Bei abgeglichener Brücke liegt dann keine Spannung der Frequenz f_s mehr in der Diagonale, also auch nicht zwischen dem Steuergitter der Röhre und Erde. Das bedeutet, daß die zu unterdrückende Frequenz f_s ausgesperrt ist.

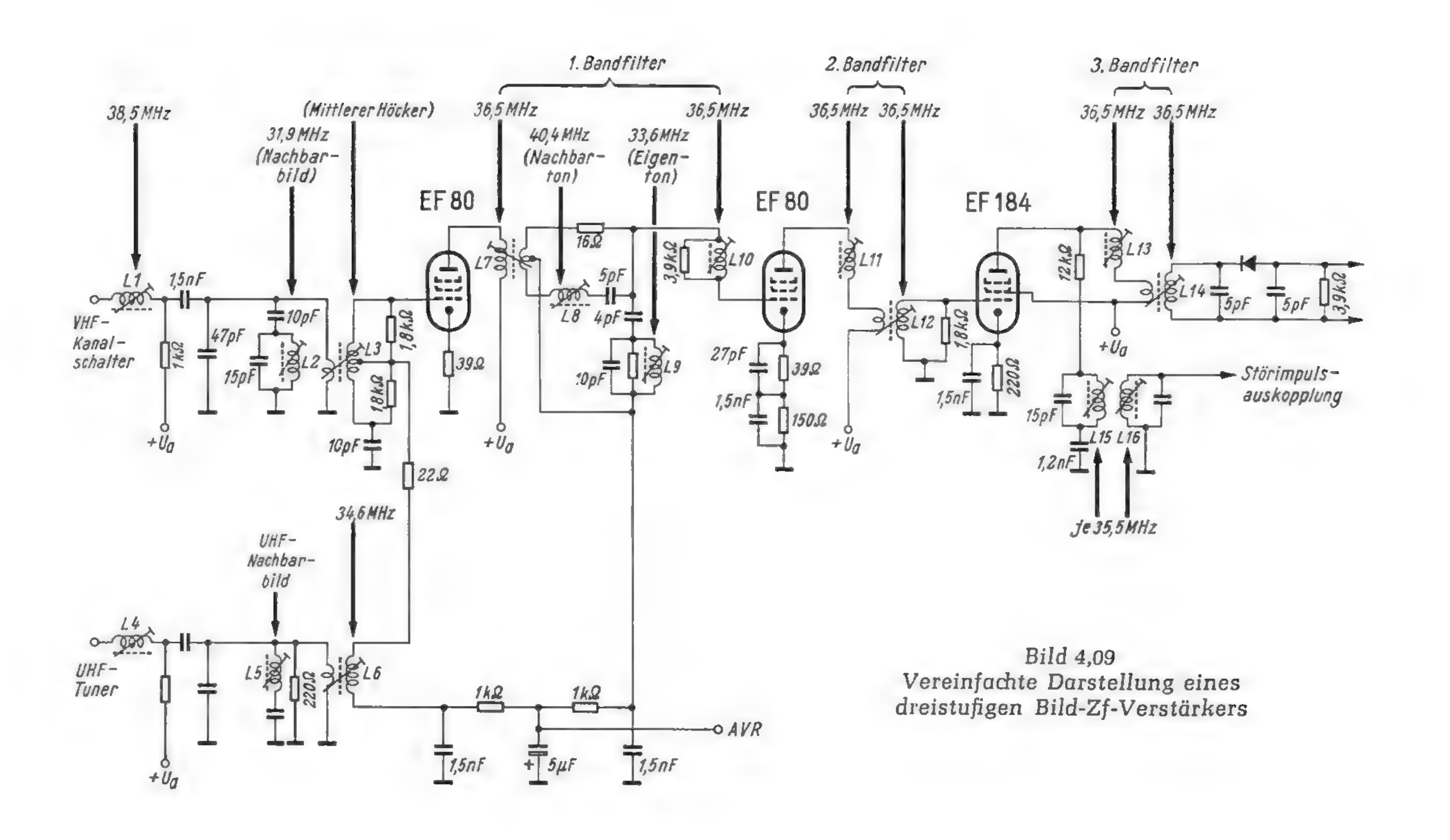


Bild 4,09
Vereinfachte Darstellung eines dreistufigen Bild-Zf-Verstärkers

Bild 4,09. Zahl und Anordnung der Zf-Kreise und Fallen

In einem Fernseh-Zf-Verstärker sind mindestens drei Fallen erforderlich, um nämlich Nachbarbildträger (*NB*) und Nachbartonträger (*NT*) zu unterdrücken und die Amplitude des eigenen Tonträgers (*ET*) herabzusetzen (vgl. Bild 4,01).

Das Beispiel stellt (vereinfacht) einen dreistufigen Zf-Verstärker mit zwei versetzt abgestimmten Einzelkreisen sowie drei Bandfiltern dar. Ferner sind drei Fallen und zwei Hilfskreise zur Störimpulsauskopplung vorhanden. Im VHF-Kanalschalter liegt ein π-Glied, an dessen Ausgang eine Falle für 31,9 MHz (*NB*) angeschlossen ist. Darauf folgt der zweite, induktiv gekoppelte Zf-Kreis als Gitterkreis der Röhre EF 80. In ihrem Anodenkreis befindet sich ein auf 36,5 MHz abgeglichenes Bandfilter. Es ist niederohmig über eine Brückenschaltung gekoppelt, deren einer Zweig (*L* 8) von einer Nachbartonfalle gebildet wird. Dadurch wird der Nachbartonträger nicht weiter durchgelassen. Eine weitere Falle mit der Spule *L* 9 senkt den Eigenton ab. Darauf folgen noch zwei auf 36,5 MHz abgeglichene Bandfilter. Am Anodenkreis der letzten Röhre wird außerdem über einen Entkopplungswiderstand von 12 kΩ die Frequenz 35,5 MHz über ein selektives Bandfilter ausgekoppelt. Diese Spannung dient in einer besonderen, später in Bild 9,07 zu besprechenden Hilfsschaltung zum Ausblenden von Störimpulsen.

Der Zf-Ausgang des UHF-Tuners zeigt annähernd den gleichen Aufbau. Da jedoch im UHF-Bereich der Nachbarbildträger einen größeren Abstand, nämlich 8 MHz, vom eigenen Bildträger hat, ist die Nachbarbildfalle einfacher ausgebildet. Die Spannung des zweiten Zf-Kreises mit der Spule *L* 6 wird über ein Brückenmischfilter in den Gitterkreis der Röhre EF 80 eingekoppelt, wie im nächsten Bild besprochen wird, und erspart somit den Umschaltkontakt von VHF auf UHF im Eingang des Zf-Verstärkers.

Zusammenschalten von Eingangsteil und Zf-Verstärker

Bild 4,10. Die verschiedenen Möglichkeiten zum Ankoppeln des UHF-Tuners an den Zf-Verstärker

Beim Umschalten des Zf-Verstärkers vom VHF-Kanalschalter zum UHF-Tuner dürfen sich die Ausgangskreise, die in beiden Fällen aus einem Zf-Kreis bestehen, nicht gegenseitig beeinflussen, sonst würde der jeweils nicht benutzte Zf-Kreis Energie entziehen und den arbeitenden Kreis verstimmen. Auch das Abgleichen des Gerätes würde dadurch erschwert werden. Um dies zu verhindern, bestehen drei Möglichkeiten:

Am einfachsten ist es, den Eingang des Zf-Verstärkers nach Bild 4,101 durch einen mechanischen Umschalter an den Ausgang des jeweiligen Eingangsteiles zu legen. Das ergibt eine übersichtliche Trennung, der Nachteil liegt jedoch darin, daß eine Hochfrequenz führende Leitung zu schalten ist. Um sie möglichst kurz zu machen, kann der Umschaltkontakt durch einen Bowdenzug oder ein Relais betätigt werden.

Man kann ohne Umschalter auskommen, wenn man nach Bild 4,102 die beiden Zf-Ausgangsspannungen des VHF- und UHF-Abstimmers auf je eine Brückendiagonale gibt und sie dadurch gegeneinander entkoppelt. Die Schaltung bewirkt jedoch einen Verstärkungsverlust, da jeweils nur eine Teilspannung an das Gitter der ersten Zf-Röhre gelangt.

Bei der dritten Lösung speist man beim UHF-Empfang die Zwischenfrequenzspannung nach Bild 4,103 über eine Brückenschaltung in den Gitterkreis der VHF-Mischröhre ein, die sonst beim UHF-Empfang nicht benötigt wird. Diese Röhre wird also

zusätzlich zur Verstärkung herangezogen. Die Zf-Ausgänge vom Kanalschalter und UHF-Tuner sind hierbei gut entkoppelt, ein Umschalter ist nicht notwendig.

Beim Umschalten von VHF auf UHF wird außerdem jeweils die Anodenspannung der nicht benötigten Röhren abgeschaltet oder so weit herabgesetzt, daß der nicht benötigte Oszillator nicht mehr schwingt und kein störender Empfang aus dem anderen Bereich möglich ist.

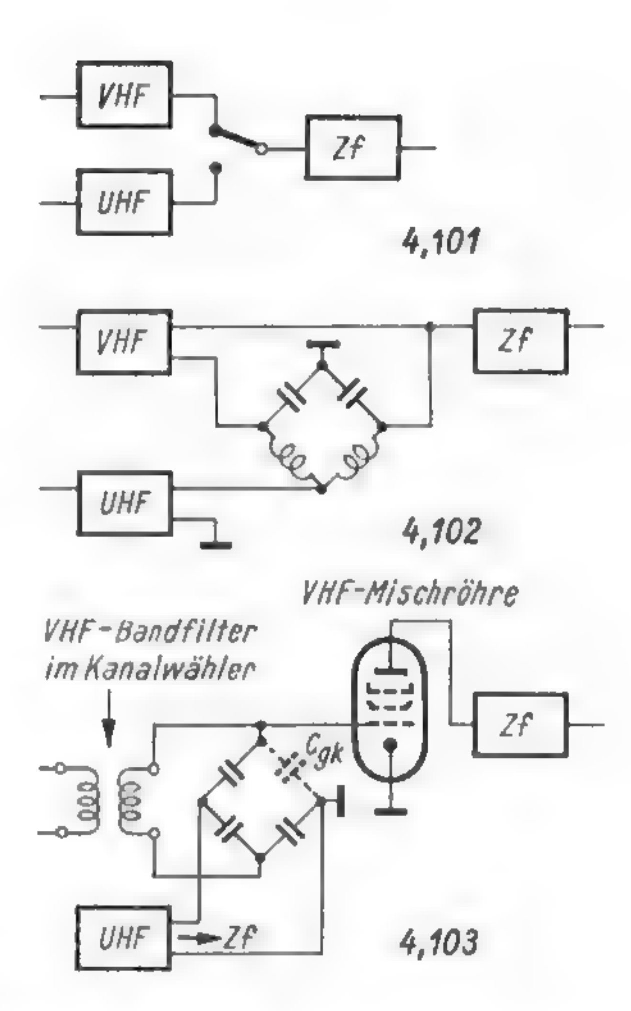


Bild 4,10
Umschaltmöglichkeiten von UHF auf VHF

Bild 4,11. Zf-Umschaltung mit mechanischem Umschalter

Die Zf-Ausgangsleitungen des Kanalschalters und des UHF-Tuners müssen störstrahlungsfrei auf den Eingang des Bild-Zf-Verstärkers geschaltet werden, da Nachbarempfänger durch abgestrahlte Zwischenfrequenz empfindlich gestört werden können. Nun befinden sich jedoch die Eingangsstufen der Bereichschalter und der

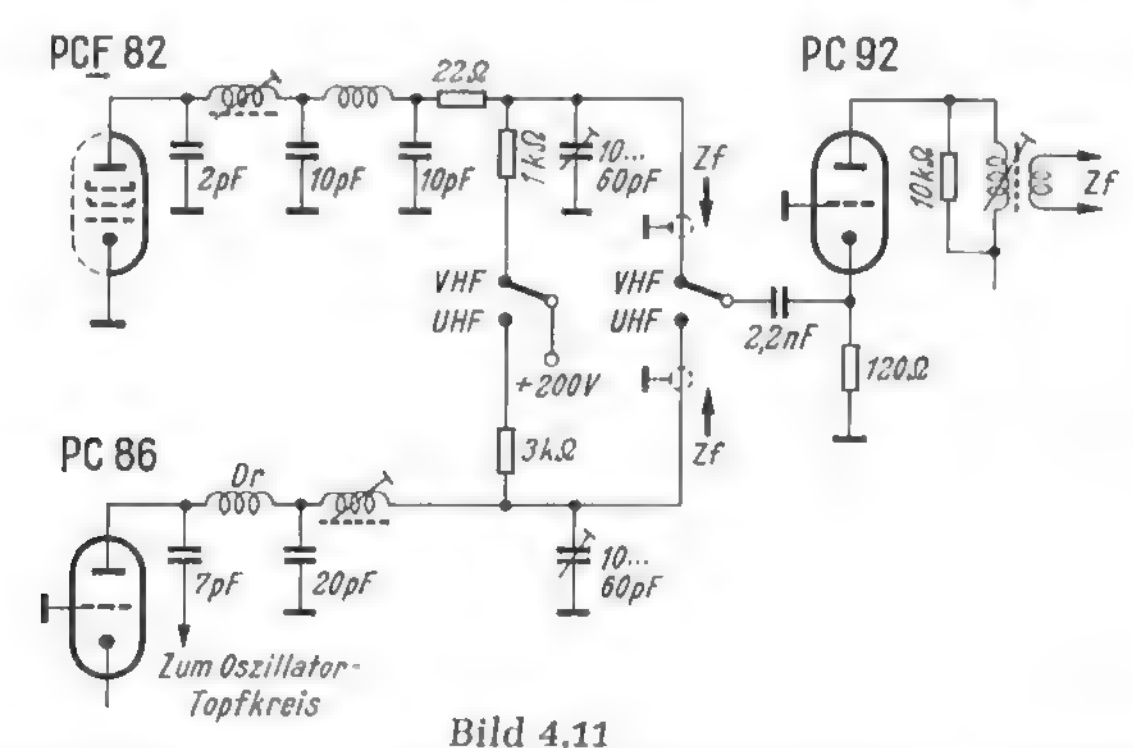


Bild 4,11
Umschalten der Zf-Leitung am Ausgang des Kanalschalters und UHF-Tuners (Blaupunkt)

Zf-Verstärker in verschiedenen Baustufen, so daß längere Verbindungsleitungen dazwischen notwendig sind. Damit sie nicht strahlen können, müssen die Zf-Leitungen sehr niederohmig ausgelegt sein. Im Bild geschieht dies durch π-Kreise mit niederohmigem Ausgang für den VHF- und UHF-Teil. Der Zf-Umschalter führt hier zu einer Gitterbasisstufe am Eingang des Zf-Teiles (verschiedene Blaupunkt-Geräte ab Baujahr 1961/62), doch kann auch anstelle des 120-Ω-Widerstandes der zweite Zf-Kreis eines Bandfilters anschließen.

Bild 4,12. Einkoppeln der UHF-Zwischenfrequenz in den VHF-Tuner

Um das Umschalten der hochfrequenten Bildzwischenfrequenz zu umgehen und zusätzliche Verstärkung zu erzielen, wird hier der Ausgang des UHF-Tuners über eine Brückenschaltung an den Gitterkreis des Pentodensystems der PCF 82 im VHF-Kanalschalter gekoppelt. Man nutzt somit die Pentode zur Zf-Verstärkung beim UHF-Empfang aus. Dabei darf jedoch der Zwischenfrequenzkreis mit der Spule *L* 4 an der Anode des Pentodensystems nicht auf den Zwischenfrequenzkreis mit der Spule *L* 2 über die Gitteranodenkapazität rückkoppeln, sonst gerät das Pentodensystem ins Schwingen. Außerdem darf keine Zwischenfrequenz auf die Spule *L* 1 des Kanalschalters gelangen, da sonst wieder die Gefahr besteht, daß diese Spannung über die Vorstufe an die Antenne abgegeben und ausgestrahlt wird.

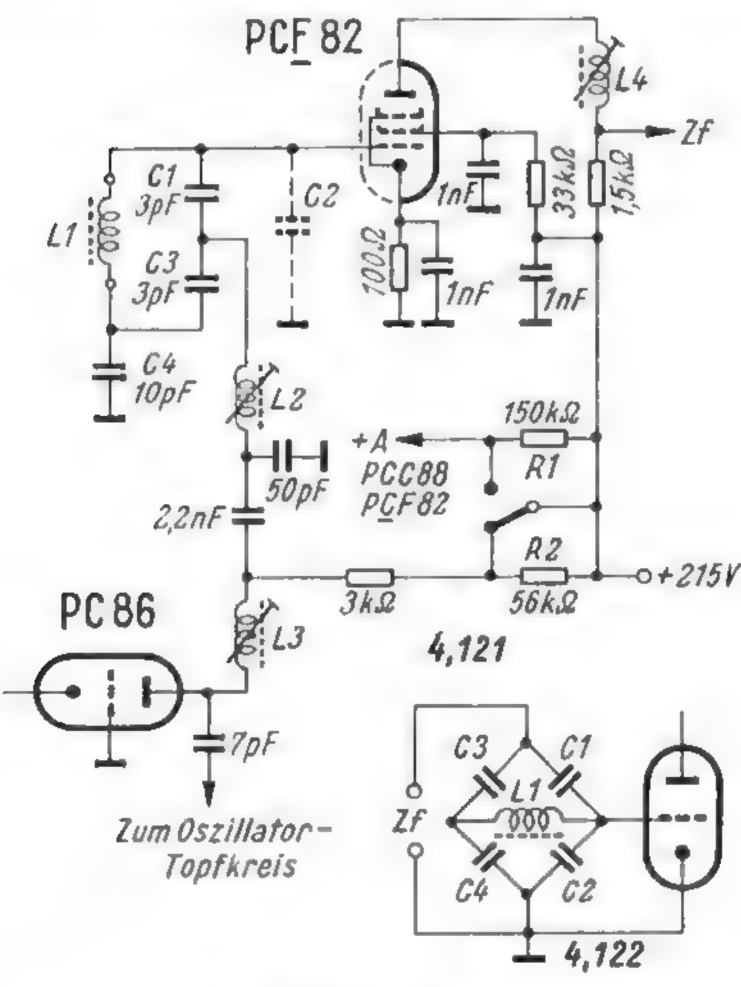


Bild 4,12
Einkoppeln der UHF-Zf-Leitung in den Gitterkreis der VHF-Mischpentode (Metz)

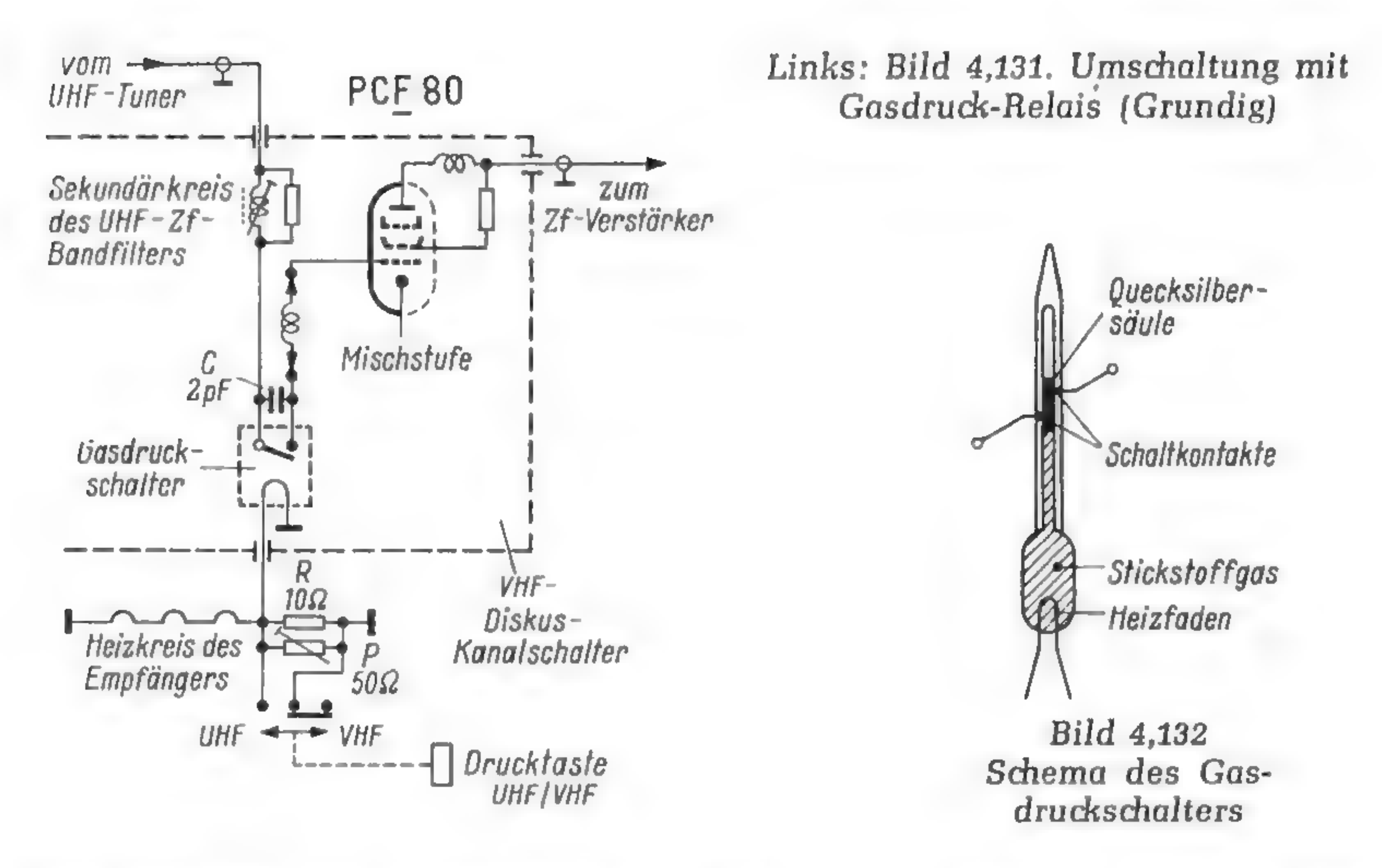
Man bildet daher aus den Kapazitäten *C* 1 bis *C* 4 eine Entkopplungsbrücke. Die Zf-Ausgangsspannung liegt nach Bild 4,122 in der einen Brückendiagonale und erzeugt somit keinen Spannungsabfall an der Gitterkreisspule *L* 1[1]. Diese Anordnung kann also beim VHF-Empfang durchgeschaltet bleiben, und man braucht nur die unkritische Anodenspannungsleitung umzuschalten. In den Anodenspannungszuführungen der beiden Eingangsteile liegen die Widerstände *R* 1 und *R* 2. Für den in Betrieb befindlichen Eingangsteil wird der betreffende Widerstand überbrückt, die Stufe erhält ihre volle Anodenspannung, und der Oszillator schwingt. Beim unbenutzten Teil bleibt ein geringer Anodenstrom bestehen. Er ist jedoch so klein, daß der Oszillator nicht schwingen kann. Diese Maßnahme hat zwei Vorteile: der Schalterkontakt braucht nicht die volle Anodenspannung abzuschalten (Funkenbildung wird vermieden), und die sogenannte Zwischenschichtbildung bei Röhren, die geheizt sind, aber keinen Anodenstrom führen, wird ebenfalls vermieden.

Bild 4,13. VHF/UHF-Umschaltung mit Gasdruck-Relais

Statt einer Brückenanordnung wird in diesem Fall ein Spezial-Schaltrelais mit sehr geringen Abmessungen verwendet. Es läßt sich in den VHF-Tuner einbauen und legt die UHF-Zf-Leitung störstrahlsicher und abgeschirmt an den Gitterkreis des Pentodensystems der Mischröhre PCF 80, das beim UHF-Empfang ebenfalls zur Zf-Verstärkung dient. Das Relais ist ein *Gasdruckschalter* von nur 30 mm Länge und 3,5 mm Durchmesser nach Bild 4,132. Sein mit Stickstoffgas gefüllter heizbarer Glaskolben geht oben in ein feines Röhrchen über. In dieses Röhrchen sind zwei Kontakte eingeschmolzen, die durch eine Quecksilbersäule galvanisch überbrückt werden. Wird der Faden geheizt, dann dehnt sich das Stickstoffgas aus, schiebt die Quecksilbersäule in den freien Teil des Röhrchens und die galvanische Verbindung der Schaltkontakte wird unterbrochen.

---

[1]) Funktechnik ohne Ballast. 5. und weitere Auflagen, Bild 13,05 und 13,06



Links: Bild 4,131. Umschaltung mit Gasdruck-Relais (Grundig)

Bild 4,132 Schema des Gasdruckschalters

Der Heizkreis des Gasdruckschalters liegt in der Heizfadenkette des Fernsehempfängers. Ein Nebenschlußwiderstand R begrenzt den Heizstrom des Gasdruckrelais auf etwa 50 mA. Mit dem Trimmpotentiometer P wird die Zeit bis zum Ansprechen des Relais einjustiert. Die Ruhestellung, also bei ungeheiztem Gasdruckschalter und geschlossenem Kontakt, entspricht der Betriebsart UHF. Dann liegt die Zwischenfrequenz des UHF-Tuners am Gitter des Pentodenteiles der PCF 80. Wird die Heizung durch Druck auf die Umschalttaste in Stellung VHF freigegeben, dann trennt sich diese Verbindung auf und schaltet den UHF-Tuner ab.

Bild 4,14. Elektronische Umschaltung mit einer Schaltdiode

Das Umschalten von VHF auf UHF wird in einigen Grundig-Modellen rein elektronisch vorgenommen. Zum Anschalten der UHF-Zf-Spannung dient hier eine Germaniumdiode OA 180, die entweder leitet oder sperrt. Sie liegt in Serie mit dem

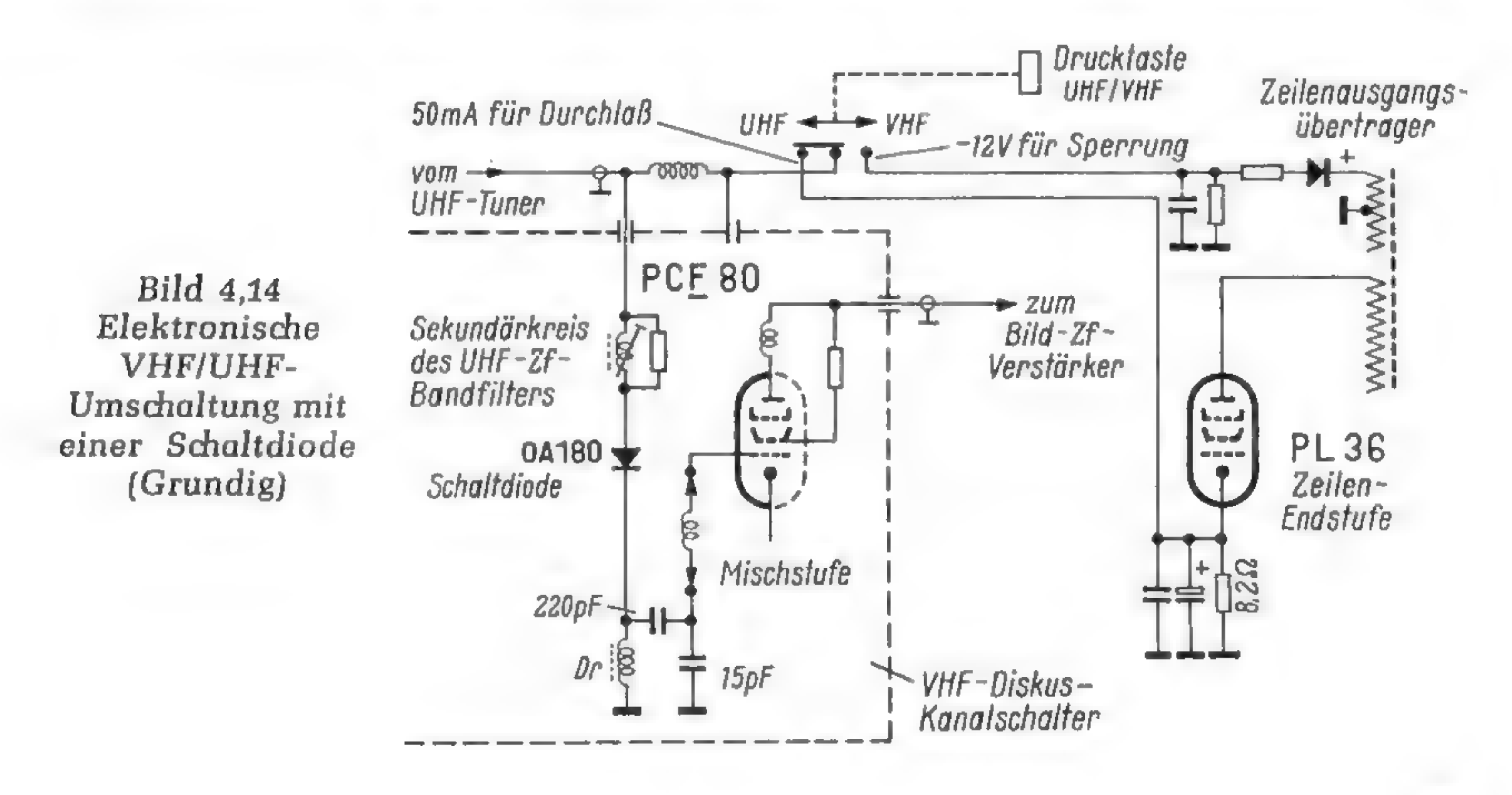


Bild 4,14 Elektronische VHF/UHF-Umschaltung mit einer Schaltdiode (Grundig)

Sekundärkreis des UHF-Zf-Bandfilters und einer Hf-Drossel Dr an Masse. In der gezeichneten Stellung fließt über den Drucktastenumschalter ein Gleichstrom von 50 mA über die Diode, macht sie durchlässig und die UHF-Zwischenfrequenz gelangt über den 220-pF-Kondensator und die Gitterspule des Kanalschalters zum Gitter des Pentodensystems der Röhre PCF 80. Dieser Gleichstrom wird an anderer Stelle der Fernsehempfängerschaltung, nämlich am Katodenwiderstand der Röhre PL 36 entnommen.

Beim VHF-Empfang erhält die Schaltdiode eine negative Spannung von – 12 V über den Umschalter und wird dadurch gesperrt. Diese negative Spannung wird durch Gleichrichten von Impulsen aus einer Hilfswicklung auf dem Zeilenausgangsübertrager gewonnen. Die Schaltdiode läßt sich infolge ihrer geringen Abmessungen abgeschirmt im Kanalschalter unterbringen, das Umschalten erfolgt lediglich durch unkritische Gleichstromleitungen.

Bild 4,15. Zf-Verstärker mit Transistoren

Der Zf-Verstärker ist mit vier Transistoren vom Typ Valvo AF 114 in Emitterschaltung bestückt. Die Bandfilter sind auf die Mittenfrequenz von 36,4 MHz abgeglichen. Vor der ersten Stufe sind Fallen für den Nachbarbildträger *NB* und den Nachbartonträger *NT* eingebaut, die Eigentonfalle *ET* befindet sich vor der zweiten Stufe. Geregelt wird an der Basis des ersten Transistors. Der erste Kreis des dreikreisigen Eingangsfilters befindet sich im vorhergehenden Kanalwähler bzw. Tuner. Über eine kapazitive Fußpunktkopplung gelangt das Zf-Signal an den zweiten Kreis des Eingangsfilters mit der Induktivität L 2. Die Fallen *NB* und *NT* stellen eine Stromkopplung am Fußpunkt zwischen den Kreisen 2 und 3 dar. Dazu ist eine zusätzliche Spannungskopplung über den 5,6-kΩ-Widerstand zwischen den Scheitelpunkten der Kreise notwendig.

Die Transistoren sind durch feste Kapazitäten und in Reihe liegende Widerstände neutralisiert. Die Bandfilter werden durch Parallelwiderstände bedämpft, um die erforderliche Bandbreite zu erzielen. Im Gegensatz zu röhrenbestückten Bild-Zf-Verstärkern erhalten die Zf-Kreise hier relativ große Parallelkapazitäten, damit die Transistoren mit ihren größeren Toleranzen ersetzt werden können, ohne daß der Verstärker nachgeglichen werden muß.

Die vierte Zf-Stufe soll eine möglichst große Leistung an den Video-Gleichrichter abgeben. Der Diodenkreis ist deshalb sehr fest mit dem Kollektorkreis gekoppelt. Zum Neutralisieren genügt ein Abgriff bei zwei Windungen der Kollektorkreisspule.

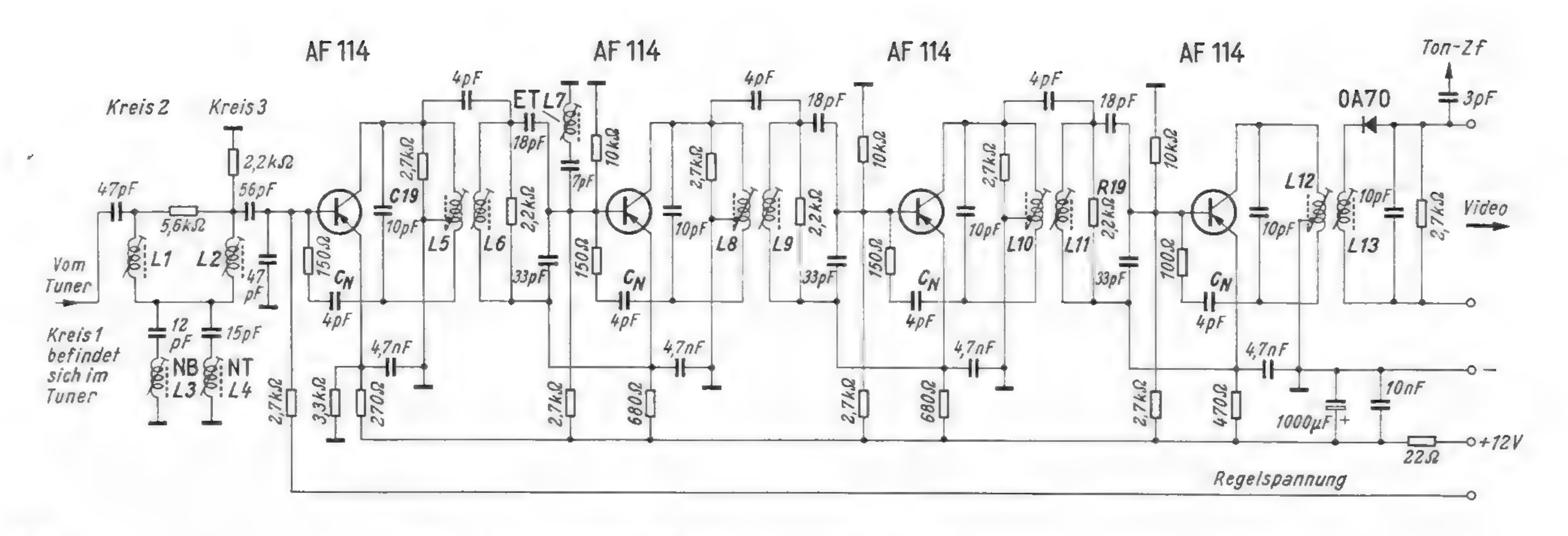


Bild 4,15. Vierstufiger Bild-Zf-Verstärker mit Transistoren (Valvo)

5. Video-Verstärker

Der Video-Verstärker verstärkt und verarbeitet das eigentliche 5 MHz breite Bildfrequenzspektrum. Ferner liefert er meist den 5,5-MHz-Differenzträger und die Synchronisierzeichen.

Video-Gleichrichter

Bild 5,01. Helligkeitssteuerung der Bildröhre

Bei der Zf-Gleichrichtung und Video-Verstärkung im Fernsehempfänger ist die richtige Polung der gleichgerichteten Spannung wichtig. Zum Verständnis dessen betrachten wir noch einmal den Verlauf des Strahlstromes einer Bildröhre, wie wir ihn bereits in Bild 2,05 kennengelernt hatten und vergleichen dazu Katode und Bündelungseinrichtung mit dem System einer Verstärkerröhre. Der Wehnelt-Zylinder wirkt wie ein Steuergitter und wird deshalb auch in den Röhrendaten mit g bezeichnet. Er erhält eine negative Spannung gegenüber der Katode. Durch Ändern der Spannung zwischen Gitter und Katode werden Strahlstrom I_l und

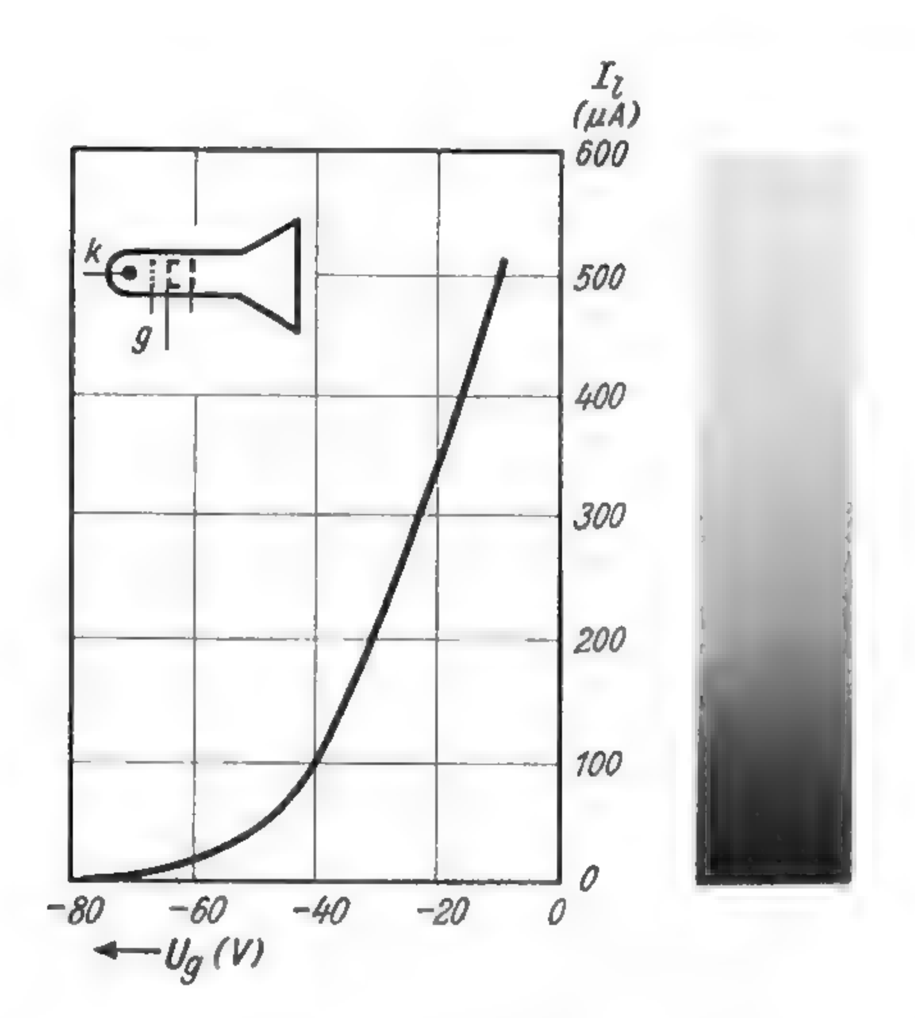


Bild 5,01
Größerer Strahlstrom einer Bildröhre ergibt eine größere Helligkeit auf dem Bildschirm

Helligkeit des Leuchtfleckes beeinflußt. Ist das Gitter stark negativ gegenüber der Katode (oder die Katode positiv gegenüber dem Gitter), dann ist der Strahlstrom klein. Dieser kleine Strom hat nicht genügend Kraft, den Bildschirm zum hellen Aufleuchten zu bringen. Unterdrückt man den Strahlstrom durch eine hohe negative Vorspannung gänzlich, dann bleibt der Bildschirm sogar vollkommen dunkel. Ein großer Strahlstrom dagegen prallt mit größerer Kraft auf die Schirmfläche, und sie leuchtet an dieser Stelle hell auf.

Man kann also neben der Skala für den Strahlstrom einen Maßstab für die Helligkeit anbringen, und es gilt der Satz: *Hohe negative Spannungen am Gitter der Bildröhre (Wehnelt-Zylinder) ergeben Schwarz, geringe Spannungen Weiß.*

Bild 5,02. Polung des Video-Signals an der Bildröhre

Nach der europäischen Fernsehnorm liegen der Schwarzpegel bei 75 % und der Weißpegel bei 10 % des Bildsignales (vgl. Bild 1,06). Damit also der Strahlstrom beim Schwarzpegel auch wirklich geringer wird, muß das Bildsignal am *Gitter* der Bildröhre *negativ* gerichtet sein. Grundvorspannung der Bildröhre und Verstärkung des Empfängers sind so einzustellen, daß möglichst die ganze Kennlinie der Bildröhre vom Signal ausgesteuert wird, um gute Helligkeitsunterschiede (Kontraste) zu erhalten. Die Bildröhre hat dabei im Ruhezustand nur eine geringe negative Vorspannung, so daß ihr Arbeitspunkt ziemlich hoch auf der Kennlinie liegt. Deshalb entsteht, solange der Sender noch nicht arbeitet, ein helles weißes Raster auf dem Bildschirm.

Erwähnt sei, daß die englische und französische Fernsehnorm entgegengesetzt gerichtete Modulation haben; der Schwarzpegel liegt also bei kleinen Senderamplituden. Um Verwechslungen zu vermeiden, wird in unseren Ausführungen stets nur die europäische Fernsehnorm behandelt, bei der der Schwarzpegel auf 75 % der Senderamplitude liegt.

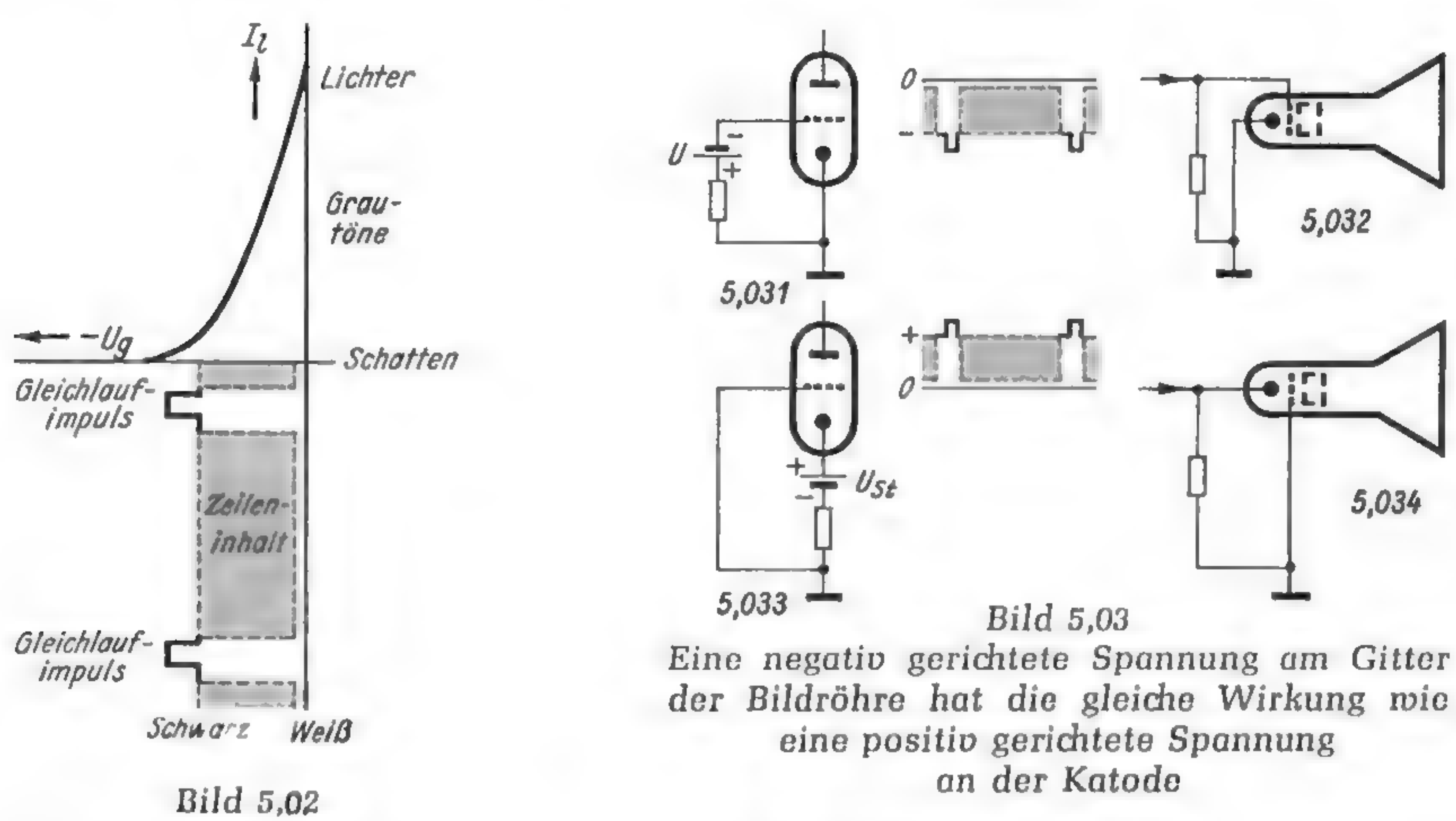


Bild 5,03
Eine negativ gerichtete Spannung am Gitter der Bildröhre hat die gleiche Wirkung wie eine positiv gerichtete Spannung an der Katode

Bild 5,02
Bei der europäischen Fernsehnorm müssen der Schwarzpegel und die Gleichlaufzeichen die Gitterspannung der Bildröhre zu negativen Werten verschieben

Bild 5,03. Anschluß der Video-Signalspannung

Soll der Anodenstrom einer Verstärkerröhre verringert werden, so kann man dies nach Bild 5,031 durch eine negativ gerichtete Spannung *U* am Gitter bewirken. – Das gleiche gilt für die Steuerung am Gitter einer Bildröhre nach Bild 5,032. Die den Schwarzwerten entsprechenden Spannungsspitzen müssen also negativ gerichtet sein.

Die gleiche Wirkung wie in Bild 5,031 ergibt sich, wenn man nach Bild 5,033 die Spannungsquelle U im Gitterkreis herumschiebt, bis der Pluspol an der Katode liegt. Nimmt man das Gitter als Bezugspunkt (ähnlich einer Gitterbasisschaltung), so erhält jetzt die Katode von Null aus eine positive Steuerspannung. Der Anodenstrom wird also auch geringer, wenn man das Gitterpotential festhält und die Katode positiver macht. Auf die Bildröhre übertragen ergibt sich damit Bild 5,034. Das Bildsignal muß mit positiv gerichtetem Schwarzpegel auf die Katode gegeben werden. Es bestehen also zwei gleichwertige Möglichkeiten zur Steuerung der Bildröhre:

1. *Steuerung am Gitter mit negativ gerichteten Spannungsimpulsen;*
2. *Steuerung an der Katode mit positiv gerichteten Spannungsimpulsen.*

In der Praxis wird vorwiegend das zweite Verfahren zum Erzeugen des Bildes angewendet. Das erste Verfahren dient zum Dunkeltasten des rücklaufenden Strahles.

Bild 5,04. Phasenumkehr in einer Verstärkerstufe

Jede Verstärkerstufe in Katodenbasisschaltung bewirkt eine Phasenumkehrung. Ein negativ gerichteter Impuls am Gitter setzt den Anodenstrom herab, der Spannungsabfall im Anodenwiderstand R_a wird geringer, die Spannung an der Anode selbst nähert sich dem Wert der Betriebsspannung U_B, steigt also an, d. h. an der Anode werden *positiv* gerichtete *Spannungsimpulse* erzeugt. Wird die Katode der Bildröhre mit dem Bildsignal gesteuert und liegt eine Verstärkerstufe zwischen Bildröhre und Bildgleichrichter, dann sind folgende Spannungsrichtungen notwendig:

Stufe	Richtung der Impulse
Katode der Bildröhre = Anode der Verstärkerröhre	positiv
Gitter der Verstärkerröhre = Ausgang des Bildgleichrichters	negativ

Wird eine weitere Verstärkerröhre zwischengeschaltet, so wird die Phase nochmals umgekehrt, und der Bildgleichrichter muß dann positiv gerichtete Spannungen liefern.

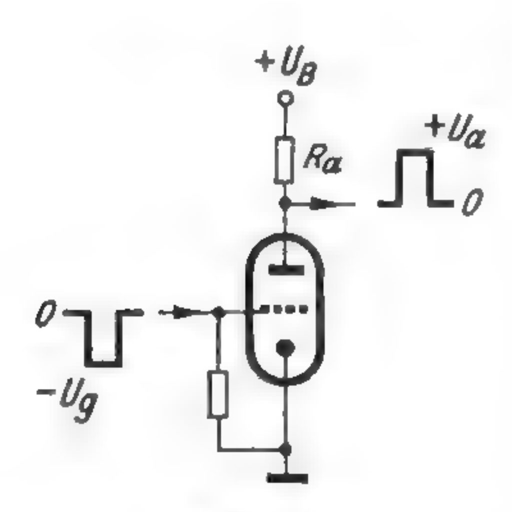


Bild 5,04
Phasenumkehr durch eine Verstärkerröhre in Katodenbasisschaltung

Während man also Empfangsgleichrichter von Rundfunkempfängern stets so polt, daß eine negative Richtspannung entsteht, die vielfach für die automatische Lautstärkeregelung verwendet wird, muß man bei Fernsehgeräten je nach der Schaltung entweder positiv oder negativ gerichtete Spannungen entnehmen können.

Für die heutigen Fernsehempfänger hat sich als Standardschaltung herausgebildet, nur eine Video-Verstärkerstufe zu verwenden und die Katode der Bildröhre mit der Bildsignalspannung zu steuern. Damit werden, wie in Bild 5,04 dargestellt, negativ gerichtete Impulse am Gitter der Video-Verstärkerstufe benötigt. Sie ergeben positiv gerichtete Impulse an der Anode der Verstärkerröhre und damit an der Katode der Bildröhre.

Bild 5,05. Schaltungen für den Video-Gleichrichter

In AM-Rundfunkempfängern liegt im allgemeinen die Diodenanode an der höchsten Zf-Spannung. Bei Video-Gleichrichtern dagegen wird auch, je nach der gewünschten Polung der Video-Spannung, die Katode an die höchste Spannung gelegt. Da bei Röhrendioden in diesem Fall die Kapazität zwischen Heizfaden und der eigentlichen Katode höchst störend wirken kann und die Heizleitungen Brummen verursachen können, haben sich gerade für den Video-Gleichrichter allgemein Germaniumdioden anstelle von Röhrendioden eingeführt. Bild 5,05 gibt eine Übersicht über die verschiedenen Schaltmöglichkeiten. Den Spulen bzw. Schwingkreisen der einzelnen Diodenschaltungen wird das links angedeutete modulierte Zf-Signal zugeführt. Nach der Gleichrichtung ergibt sich dann für die oberen drei Schaltungen die negativ gerichtete Video-Spannung oben rechts, während die unteren Schaltungen positiv gerichtete Video-Spannungen (unten rechts) bewirken.

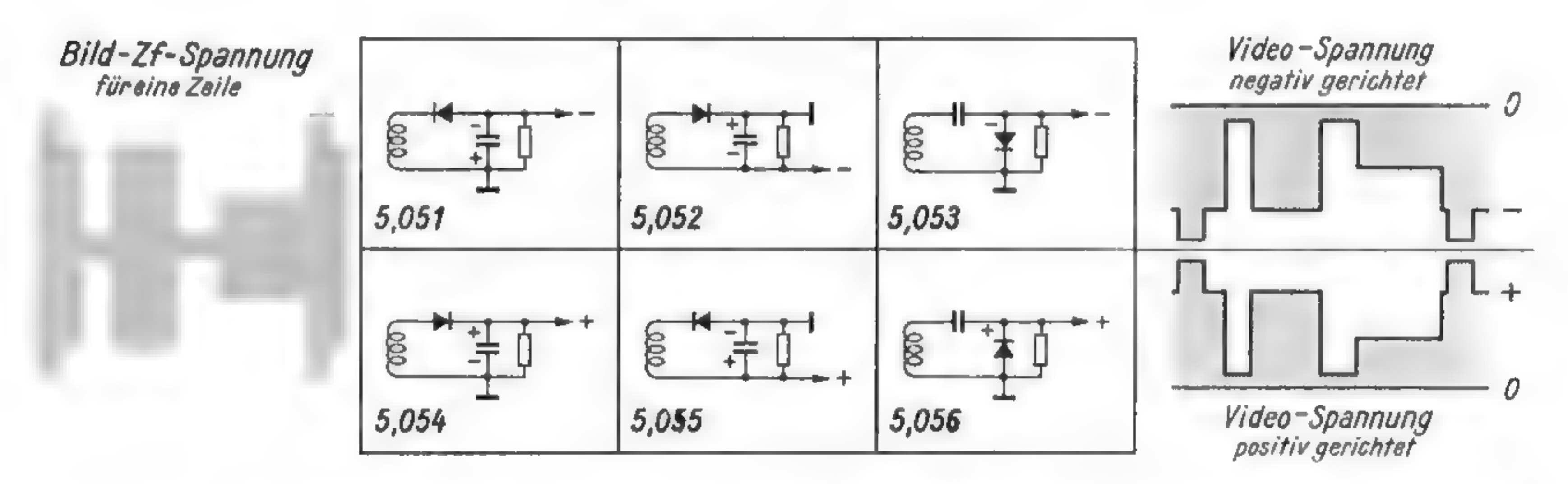


Bild 5,05 Die verschiedenen Bildgleichrichterschaltungen zum Erzeugen negativ und positiv gerichteter Video-Spannungen

Beim Schaltsymbol für eine Germaniumdiode entspricht die dreieckige schwarze Fläche der Anode einer Röhrendiode. Man merkt sich dies am besten dadurch, daß man das Dreieck ▲ mit einem großen lateinischen A vergleicht, A = Anode. In neueren Fernsehempfängern wird zum Erzeugen der Video-Spannung in weitaus überwiegendem Maße die Schaltung nach Bild 5,051 angewendet. Sie hat den Vorteil, daß Zf- und Video-Kreis schaltungsmäßig gut getrennt und einpolig geerdet sind. Die Video-Spannung entsteht hierbei negativ gegen Erde.

Bild 5,06. Bemessung des Video-Gleichrichters

Damit beim Video-Gleichrichter nicht ein großer Teil der Zf-Spannung an der Diodenstrecke selbst abfällt und damit für die Nutzspannung verloren geht, muß der Kondensator C groß gegen die Diodenkapazität C_d und der Widerstand R groß gegen den Innenwiderstand R_i der Diodenstrecke sein. Die Diode muß also geringe Katoden-Anoden-Kapazität und niedrigen Innenwiderstand haben. Speziell als Bildgleichrichter entwickelte Germaniumdioden erfüllen diese Bedingungen. Bei ihnen ist die Kapazität C_d meist kleiner als 1 pF, und der Innenwiderstand beträgt nur 200...300 Ω. Die für Rundfunkempfänger bestimmten Röhrendioden besitzen dagegen höhere Innenwiderstände.

Damit der überwiegende Teil der Gesamtspannung an R zur Verfügung steht, müssen die äußeren Schaltelemente C und R bedeutend größer als C_d und R_i sein. So sollte z. B. R mindestens zehnmal größer als R_i sein, also etwa einen Wert

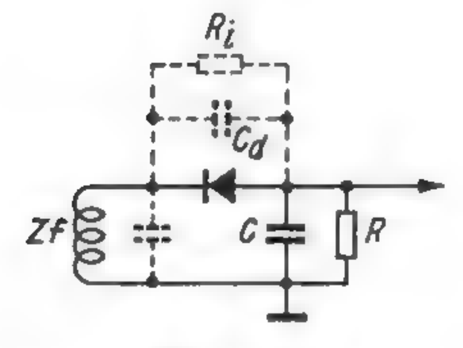


Bild 5,06
Video-Gleichrichter mit äußeren und inneren Kapazitäten und Widerständen

von $10 \times 250 = 2500\,\Omega$ haben. Andererseits darf aber C keinen Kurzschluß für die höchste Modulationsfrequenz von 5 MHz im Fernsehsignal bilden. Nimmt man z. B. für C einen Wert von 32 pF an, so hat dieser Kondensator für 5 MHz nur noch einen kapazitiven Widerstand von

$$R_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{160\,000}{f_{\mathrm{MHz}} \cdot C_{\mathrm{pF}}} = \frac{160\,000}{5 \cdot 32} = 1000\,\Omega$$

Er schließt damit praktisch den Ableitwiderstand von $2500\,\Omega$ für hohe Frequenzen kurz, die damit also recht erheblich benachteiligt werden. Hohe Frequenzen bedeuten aber feine Einzelheiten (vgl. Bild 1,08 und 1,12). Das Bild wird dann unscharf und wirkt verschwommen wie eine schlechte Fotoaufnahme.

Die Kapazität muß daher kleiner werden. Man verwendet deshalb wie in den Hf- und Zf-Kreisen nur die Streukapazität als Kondensator und schaltet allenfalls 10 pF parallel. Der Gesamtwert von C beträgt dann etwa 10 bis 20 pF.

Der zulässige Wert des Ableitwiderstandes ergibt sich aus der vom Widerstandsverstärker bekannten Bedingung, daß bei der oberen Grenzfrequenz der kapazitive Widerstand $1/\omega C$ mindestens gleich dem ohmschen Widerstand R sein soll. Es gilt also wieder:

$$R_{\Omega} = \frac{160\,000}{f_{\mathrm{MHz}} \cdot C_{\mathrm{pF}}} = \frac{160\,000}{5 \cdot 20} = 1600\,\Omega = 1{,}6\,\mathrm{k}\Omega$$

Für 10 pF erhöht sich der Wert auf $3{,}2\,\mathrm{k}\Omega$.

In den Diodengleichrichtern der Rundfunkempfänger werden dagegen Werte von $C = 50$ bis 100 pF und $R = 200$ bis $300\,\mathrm{k}\Omega$ gewählt. Mit Rücksicht auf die Breitbandwiedergabe müssen also die C- und R-Werte im Video-Gleichrichter ziemlich klein sein. Sein Wirkungsgrad ist daher gering und beträgt höchstens 50 %.

Video-Endstufe

Bild 5,07. Zf-Unterdrückung und Höhenanhebung hinter dem Video-Gleichrichter

Die restliche Zf-Spannung hinter dem Video-Gleichrichter muß sorgfältig unterdrückt werden. Bei der Demodulation entstehen stets Oberwellen. Die 5. und 6. Harmonische einer Zwischenfrequenz von 35 MHz ergeben 175 bzw. 210 MHz. Diese Frequenzen fallen also in die Fernsehkanäle 5 und 10. Gelangen diese Harmonischen auf den Eingang zurück, so ergeben sich sehr störende wellenförmige Muster im Bild. Deshalb also sind die Zwischenfrequenz und ihre Harmonischen durch Tiefpaß-Filter zu unterdrücken.

Zwischenfrequenz und obere Grenzfrequenz der gleichgerichteten Spannung sind jedoch beim Fernsehempfänger schwer zu trennen, weil sie viel enger benachbart sind als beim Rundfunkempfänger. Dort verhalten sich Zwischenfrequenz zur höchsten Niederfrequenz wie 460 kHz : 9 kHz $\approx$ 50 : 1. Im Fernsehempfänger dagegen ist das Verhältnis etwa 35 MHz : 5 MHz = 7 : 1. So dicht nebeneinander liegende Frequenzbänder lassen sich mit RC-Gliedern nicht mehr einwandfrei trennen, sondern es sind dazu Tiefpässe aus LC-Gliedern erforderlich. Sie werden

so bemessen, daß sie gleichzeitig eine Resonanzanhebung für die Frequenzen um 5 MHz bewirken. Die Benachteiligung dieser Frequenzen durch schädliche Parallelkapazitäten wird dadurch kompensiert.

Bei der dargestellten Schaltung ist zu diesem Zweck in Reihe zum Ableitwiderstand R = 3,9 kΩ eine Drossel $L\,1$ = 100 μH geschaltet. Sie bildet mit dem Parallelkondensator C = 10 pF einen durch R stark gedämpften Kreis mit der Resonanzfrequenz

$$f = \sqrt{\frac{25\,350}{100 \cdot 10}} \approx 5\ \text{MHz} \qquad (\mu\text{H, MHz, pF})$$

Für höhere Frequenzen sinkt der Resonanzwiderstand dieses Kreises schnell ab, so daß die Zwischenfrequenz wirksam kurzgeschlossen wird. Andererseits kann für tiefe Frequenzen der Gesamtwiderstand nie kleiner als 3,9 kΩ werden.

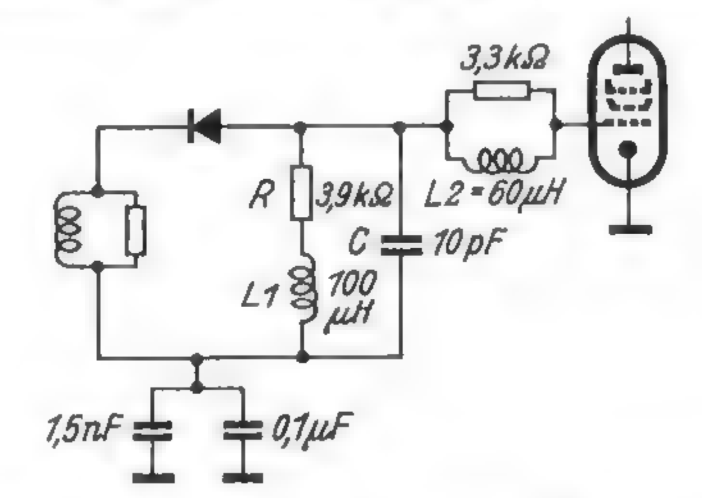


Bild 5,07
Video-Gleichrichter mit Zusatzkreisen zum Anheben der Höhen und Unterdrücken der Zf-Spannung

Die Erdungskapazität des Diodenkreises setzt sich mit Rücksicht auf das breite Frequenzband aus einem für sehr hohe Frequenzen geeigneten Kondensator von 1,5 nF und einem Wickelkondensator von 0,1 μF zusammen. Vor dem Gitter der Endröhre PL 83 liegt eine Drossel $L\,2$ mit 60 μH. Sie wirkt in Verbindung mit der Gitter-Katoden-Kapazität der Endröhre als weitere Sperre für restliche Zf-Störspannungen. Der Parallelwiderstand von 3,3 kΩ verhindert Störschwingungen durch die Eigenresonanz der Drossel.

Bild 5,08. Höhenanhebung im Video-Verstärker

Beim Video-Verstärker besteht ebenfalls die Schwierigkeit, das breite Frequenzband von 0 bis 5 MHz gleichmäßig zu übertragen. Diese große Bandbreite kann man sich folgendermaßen deutlich machen; im gleichen Röhrensystem sind zu verstärken: Gleichspannungen, sämtliche Tonfrequenzen, ferner die Frequenzen der Lang- und Mittelwellen-Rundfunksender und außerdem kurze Wellen bis herab zu λ = 60 m. Selbst bei einem niedrigen Anodenwiderstand ergibt die unvermeidliche Parallelkapazität bereits einen störenden Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen. Video-Verstärkerstufen erhalten daher stets Korrekturglieder, um diesen Abfall auszugleichen. Man unterscheidet Parallelkompensation nach Bild 5,081, Serienkompensation nach 5,082 und gemischte Kompensation nach 5,083.

Bei der *Parallelkompensation* bildet man einen Parallelschwingkreis aus der Schaltkapazität C_s und der Spule L in Reihe mit dem Arbeitswiderstand R_a (vergleiche Bild 5,07). R_a kann dabei um etwa 20 % vergrößert werden. Wird der Kreis auf die obere Grenzfrequenz abgestimmt, so ergibt sich die Kurve 1. Die Höhen werden angehoben, und auch bei tiefen Frequenzen ergibt sich eine höhere Gesamtverstärkung gegenüber der gestrichelten Kurve, die einer Schaltung ohne Kompensation entspricht.

Bei der *Serienkompensation* wird ein Reihenschwingkreis aus der Spule L und den beiden Teilkapazitäten C_s gebildet. Die Anordnung wird auch als π-Glied

bezeichnet. Hierbei sollen die Teilkapazitäten C_s möglichst gleich groß sein. Im Resonanzfall sind die Spannungen an den in Reihe geschalteten Kapazitäten ein Maximum, und es ergibt sich ebenfalls eine Verstärkungsanhebung. R_a kann hierbei sogar auf das 1,5fache vergrößert werden. Kurve 2 zeigt den Gewinn bei richtiger Bemessung. Die Anordnung wirkt gleichzeitig als Zf-Sperre.

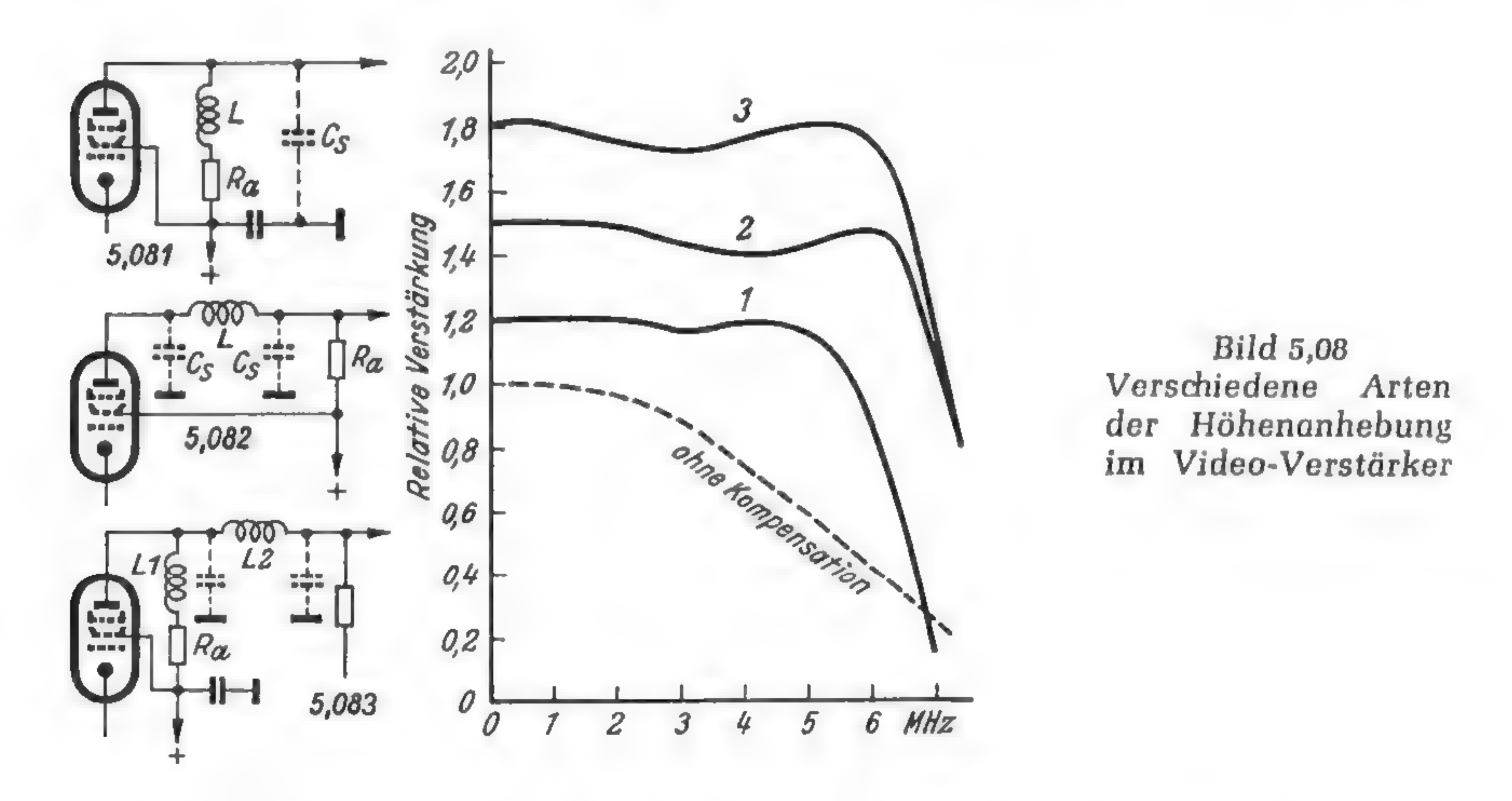


Bild 5,08 Verschiedene Arten der Höhenanhebung im Video-Verstärker

Bei *gemischter Kompensation* werden beide Systeme vereinigt. Man bildet also aus der Anodenkapazität der Röhre und der Spule L 1 einen Parallelkreis. Daran schließt sich ein Serienkreis mit der Spule L 2 und der Streukapazität der folgenden Stufe. Anodenwiderstand und Verstärkung können dann auf das 1,8fache vergrößert werden (Kurve 3). Allerdings sind die genaue Bemessung der Einzelteile, der Aufbau und das Abgleichen schwieriger. Diese Teile sind daher bei Reparaturen auf keinen Fall eigenmächtig abzuändern, denn sie sind für 5 MHz, also $\lambda = 60$ m abgeglichen! In einem KW-Empfänger für diese Wellenlänge kann man aber nicht einfach die Spulen und Kondensatoren verändern, ohne die Abstimmung gründlich außer Tritt zu bringen.

Bild 5,09. Video-Endstufe mit einfacher Höhenanhebung

Meist folgt unmittelbar auf den Video-Gleichrichter die direkt gekoppelte Video-Endstufe. Zum Steuern der Bildröhre wird keine Wechselstromleistung wie beim Lautsprecher, sondern nur eine Spannung benötigt. Für die geforderte Breitbandverstärkung muß jedoch der Anodenwiderstand R_a der Endröhre klein sein. Um trotzdem genügend hohe Anodenwechselspannungen zu erhalten, müssen große Anodenströme fließen, d. h. die Video-Endröhre muß eine Leistungsröhre sein. Um diese Bedingung zu erfüllen, wurden die Endröhre PL 83 und die Verbundröhre PCL 84 geschaffen. Diese Video-Endröhren besitzen große Steilheit, kleine Kapazitäten, und das System ist so starr aufgebaut, daß kein Mikrofonie-Effekt auftreten kann, der Bildstörungen verursachen würde. In der dargestellten Schaltung wird der gleichmäßige Frequenzgang einfach durch Gegenkopplung im Katodenkreis erzielt. Der Katodenwiderstand R_k ist mit einem nur für die höchsten Frequenzen wirksamen kleinen Kondensator C_k überbrückt. Für tiefe Frequenzen tritt Stromgegenkopplung auf, und sie werden weniger verstärkt. Bei hohen Frequenzen ist

die Verstärkung größer, und der Verstärkungsverlust durch die schädliche Parallelkapazität C_a im Anodenkreis wird ausgeglichen. Die gegenkoppelnde Wirkung im Katodenkreis soll bei der gleichen Frequenz beginnen wie der Verstärkungsabfall durch die Parallelkapazität im Anodenkreis. Es müssen also die Grenzfrequenzen der RC-Glieder $R_k\, C_k$ und $R_a\, C_a$ gleich sein.

Ist $C_a \approx 35$ pF, dann wird

$$f_o = \frac{159\,000}{R_a \cdot C_a} = \frac{159\,000}{5000 \cdot 35} \approx 0{,}9 \text{ MHz} \qquad \text{(MHz, } \Omega\text{, pF)}$$

Bei dieser Frequenz beginnt also bereits der Verstärkungsabfall, während doch geradlinige Verstärkung bis 5 MHz erforderlich ist. (Vgl. die gestrichelte Kurve in Bild 5,08.)

Für $R_k = 470\ \Omega$ und $f_o = 0{,}9$ MHz muß dann sein:

$$C_k = \frac{159\,000}{R_k \cdot f_o} = \frac{159\,000}{470 \cdot 0{,}9} \approx 380 \text{ pF}$$

Es ist also wieder zu beachten: Scheinbar krumme oder ungewöhnliche R- und C-Werte in Fernsehempfängern haben ganz bestimmte Bedeutung. Keinesfalls darf bei Reparaturarbeiten der „viel zu kleine Katodenkondensator" durch den vom Tonverstärker üblichen Elektrolytkondensator von 25 bis 100 µF ersetzt werden.

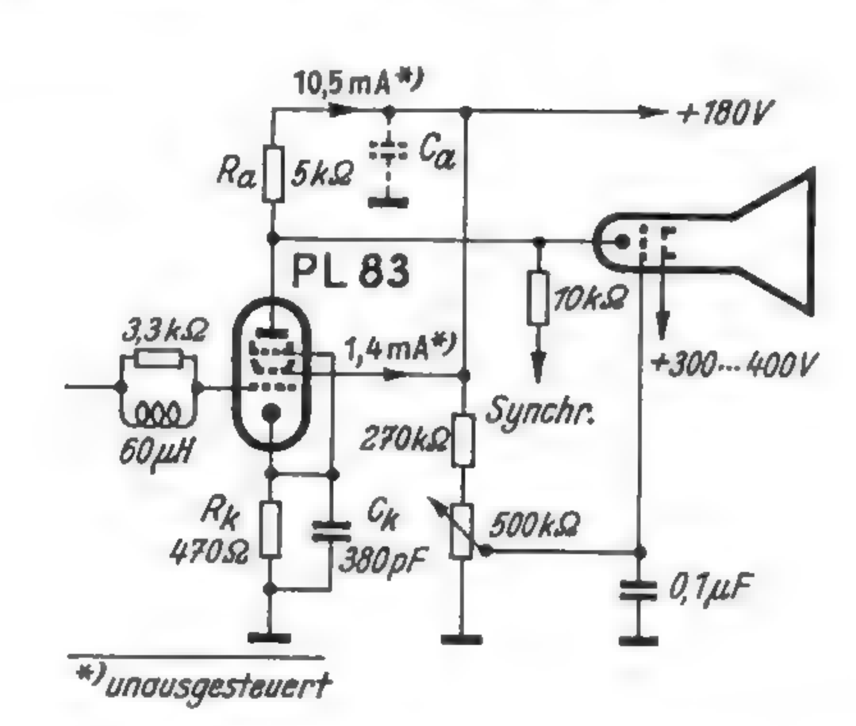


Bild 5,09
Bild-Endstufe mit Höhenanhebung durch kleinen Katodenkondensator

Das Rechnen mit der oberen Grenzfrequenz f_o gibt einen guten Einblick in die Zusammenhänge und über den tatsächlichen Verlauf der Verstärkungskurve. Einfacher, jedoch nicht so anschaulich, ist die hierfür geltende Gleichung

$$R_k \cdot C_k = R_a \cdot C_a$$

Die RC-Produkte im Katoden- und Anodenkreis müssen also gleich sein, damit dieselbe Grenzfrequenz erzielt wird.

$$\text{Probe: } R_k \cdot C_k = 470 \cdot 380 = 178\,000$$
$$R_a \cdot C_a = 5000 \cdot 35 = 175\,000$$

Diese Bedingung ist also mit ausreichender Genauigkeit erfüllt.

Der Verstärkungsfaktor der Röhre PL 83 beträgt in dieser Schaltung etwa 7,5. Der Video-Gleichrichter muß etwa 10 V Video-Spannung liefern, um eine normale Bildröhre voll auszusteuern. Hinter dem 10-kΩ-Widerstand an der Katode der Bild-

röhre wird die Synchronisierspannung abgenommen. Der Widerstand selbst dient zur Entkopplung, damit die Eingangskapazität der Synchronisierstufe nicht zusätzlich die Endröhre belastet. Mit dem 500-kΩ-Potentiometer wird die Gittervorspannung bzw. der Arbeitspunkt der Bildröhre eingestellt. Näheres hierüber folgt bei der Besprechung der Helligkeits-Einstellung.

Bild 5,10. Video-Endstufe mit gemischter Kompensation im Anodenkreis

Die günstigste Verstärkung in der Video-Endstufe wird durch gemischte Kompensation erzielt. Um jede Gegenkopplung zu vermeiden, liegt hier die Katode der Endröhre unmittelbar an der Bezugsleitung. Die negative Gittervorspannung von – 5,6 V wird im Netzteil erzeugt.

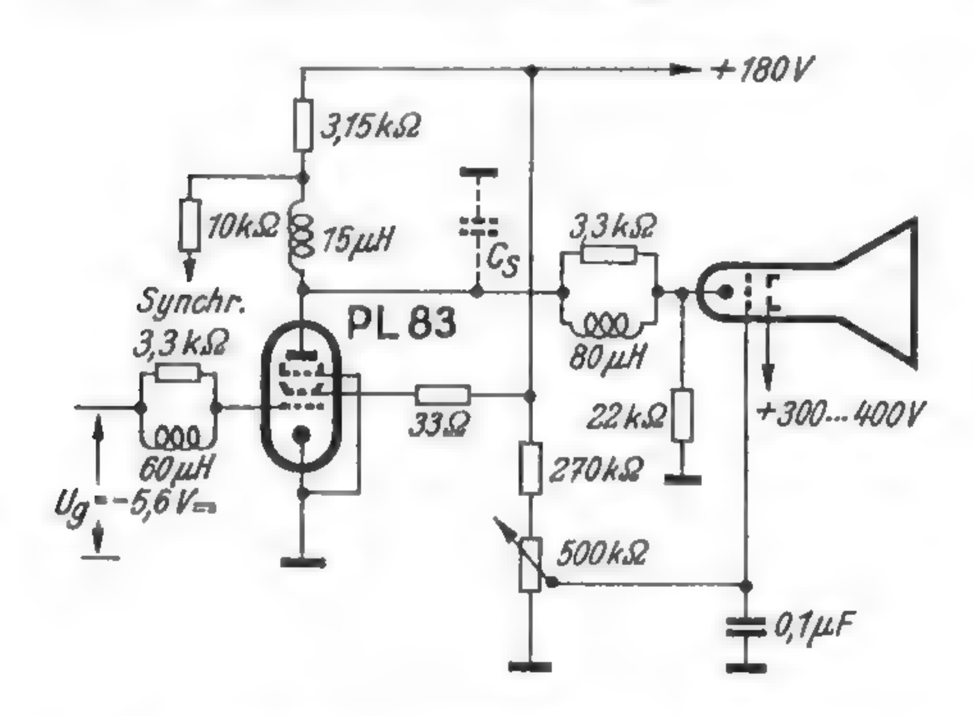


Bild 5,10
Video-Endstufe mit Höhenanhebung durch einen Parallelschwingkreis an der Anode der Endröhre und einen Serienresonanzkreis vor der Katode der Bildröhre

Die Kompensationsschaltung im Anodenkreis besteht aus einem Parallelschwingkreis in der Anodenzuführung der Röhre PL 83 und einem Serienresonanzkreis vor der Katode der Bildröhre. Der Parallelschwingkreis wird durch die in Reihe mit dem Anodenwiderstand liegende Spule von 15 µH und durch die Schaltkapazität gebildet. Zwischen Widerstand und Spule wird über 10 kΩ die Synchronisierspannung entnommen. Dadurch ist der Einfluß der Eigenkapazität des Synchronisierteiles geringer, als wenn die Spannung unmittelbar an der Anode abgenommen würde. Die Serienresonanzspule in der Zuführung zur Katode der Bildröhre hat eine Selbstinduktion von 80 µH. Sie ist durch einen 3,3-kΩ-Widerstand gedämpft, um die Resonanzspitze abzuflachen und damit Ein- und Ausschwingvorgänge zu unterdrücken.

Die Stufenverstärkung dieser Schaltung ist 25fach, also wesentlich größer als bei der einfachen Kompensationsschaltung nach Bild 5,09. Der Schaltmittel-Aufwand ist allerdings viel höher, und es sind zusätzliche Abgleicharbeiten zum richtigen Einstellen der Stufe erforderlich.

Helligkeits- und Kontrasteinstellung

Bild 5,11. Umwandlung der Video-Spannung in Helligkeitswerte

Die zwischen Katode und Gitter der Bildröhre liegende Spannung steuert den Strahlstrom und damit die Helligkeit des Leuchtfleckes auf dem Bildschirm. Man kann also im Kennlinienfeld einer Bildröhre neben der I_r-Skala eine Helligkeitsskala anbringen. Für eine bestimmte Grundgittervorspannung und eine steuernde

Gitterwechselspannung erhält man den Helligkeitsumfang des Bildes, indem man die zugehörigen Strahlstromwerte auf die Helligkeitsskala überträgt.

Ist z. B. an der Anode der Endröhre ein Signalgemisch von 15 V Scheitelwert vorhanden, dann hat nach der Fernsehnorm (Bild 1,06) der eigentliche Bildinhalt (von 10 % des Gesamtsignals = weiß bis 75 % = schwarz) eine Amplitude von etwa

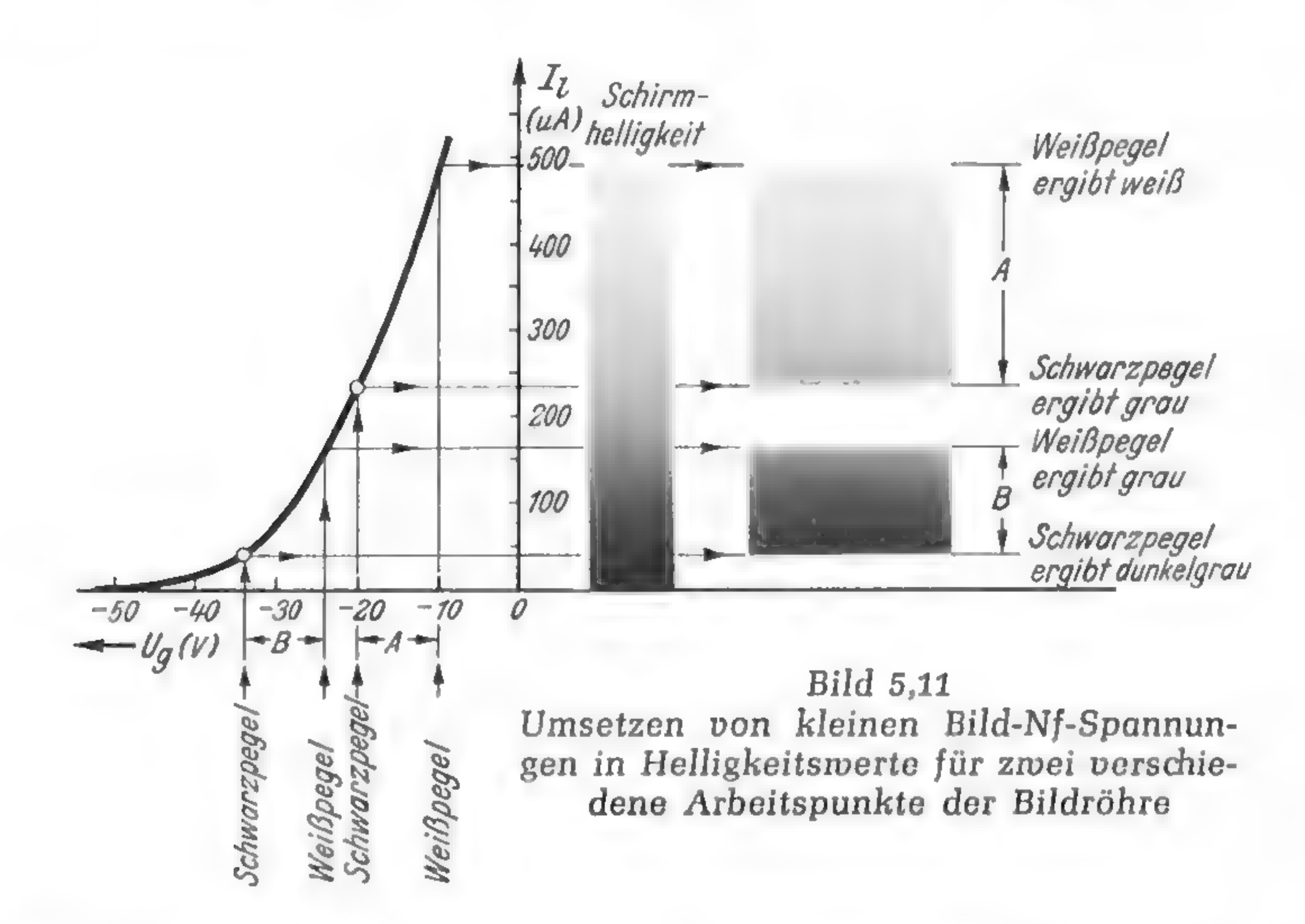


Bild 5,11
Umsetzen von kleinen Bild-Nf-Spannungen in Helligkeitswerte für zwei verschiedene Arbeitspunkte der Bildröhre

10 V. Erstreckt sich das Bildsignal *A* von −10 bis −20 V Gittervorspannung, dann wird dieser Spannungsbereich in die Helligkeitswerte A in Bild 5,11 rechts umgesetzt.

Gibt man der Bildröhre eine größere negative Grundgittervorspannung, so daß das gleiche Bildsignal den Bereich *B* auf der Kennlinie aussteuert, dann ergeben sich die Helligkeitswerte B, d. h. das Bild wird im ganzen dunkler. *Die Gittervorspannung der Bildröhre beeinflußt also die Helligkeit* oder besser die „Grundhelligkeit" des Bildes. Der 500-kΩ-Drehwiderstand in Bild 5,09 und 5,10, der zum Einstellen der Gittervorspannung dient, wird daher als „Helligkeits-Einsteller" bezeichnet, obgleich er eigentlich *die dunklen Stellen* des Bildes festlegt. Die Helligkeit rührt vom Aufsteuern durch das Bildsignal her. Diese sprachliche Ungenauigkeit trägt leider viel dazu bei, daß Laien die Abstufungen eines Fernsehbildes falsch einstellen. Man sollte besser statt Helligkeits- von *Schwarzwerteinstellung* sprechen und mit diesem Bedienungsknopf ein schönes sattes Schwarz in den Schatten des Bildes einstellen.

Bild 5,12. Helligkeitseinstellung am Wehnelt-Zylinder

In Bild 5,09 und 5,10 wurde zur Vereinfachung dem Gitter 1 der Bildröhre unmittelbar eine veränderliche Spannung zum Einstellen des Arbeitspunktes und damit der Helligkeit zugeführt.

In der Praxis legt man an dieses Gitter außerdem während des Zeilenrücklaufes einen hohen negativen *Austastimpuls*, der den Strahl vollständig unterdrückt, damit der Rücklauf nicht quer durch das Bild hindurch sichtbar wird. Ferner wird vorgesehen, die Helligkeit auch von der Ferne aus über ein Kabel einzustellen, damit

man nicht während der Sendung jeweils aufstehen und zum Empfänger gehen muß, um den Helligkeitseinsteller zu bedienen.

Bild 5,12 zeigt eine solche erweiterte Schaltung. Die erwähnten Rücklauf-Austastimpulse werden direkt dem Wehnelt-Zylinder der Bildröhre zugeführt. Die Helligkeits-Einstellspannung wird an dem 250-kΩ-Stellwiderstand eines Spannungsteilers abgegriffen. Die Differenz zwischen der Spannung an der Katode der Bildröhre (= Anodenspannung der Video-Endröhre) und dem Abgriff am Stellwiderstand ergibt die Vorspannung der Bildröhre. Zur Fernbedienung wird über ein Kabel ein

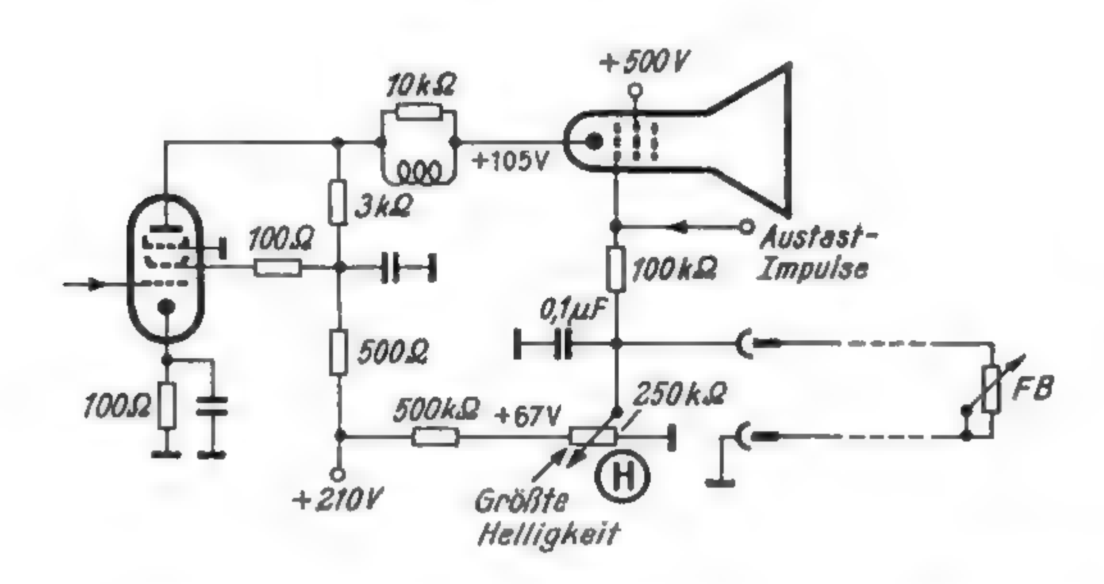


Bild 5,12
Helligkeitseinstellung durch Ändern der Spannung am Wehnelt-Zylinder (Nordmende)

1-MΩ-Widerstand FB parallel zum masseseitigen Teil des eingebauten Helligkeitseinstellers gelegt. Das Bild wird am Empfänger auf größte Helligkeit gebracht, und nun kann man mit der Fernbedienung die Spannung am Wehnelt-Zylinder bis auf Massepotential herunterziehen und das Bild dunkler machen. Die Bildröhrenkatode führt dann die volle Spannung von + 105 V, der Wehnelt-Zylinder ist also um ebensoviel negativer, und das Bild wird dunkel.

Bild 5,13. Helligkeitseinstellung an der Katode der Bildröhre

Bei manchen Empfängerschaltungen ist die Steuerelektrode der Bildröhre nicht direkt mit der Video-Endröhre verbunden, sondern über einen Koppelkondensator. Man kann dann das Gitter 1 der Bildröhre gleichspannungsmäßig an Masse legen und zum Einstellen der Helligkeit der Katode der Bildröhre eine veränderliche *positive* Spannung zuführen. Damit die Video-Spannung nicht kurzgeschlossen wird, liegt ein 200-kΩ-Widerstand in der Leitung, die zum Helligkeits-Einsteller führt.

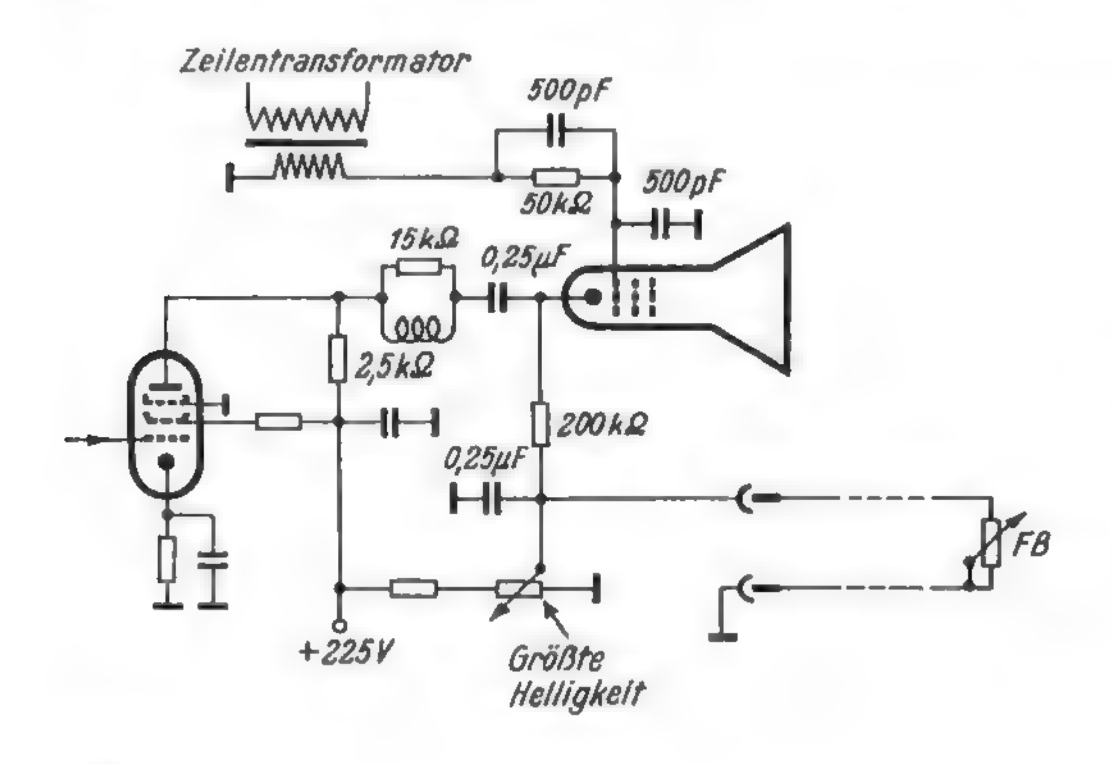


Bild 5,13
Helligkeitseinstellung durch Ändern der Spannung an der Katode der Bildröhre (Graetz)

Größte Helligkeit, d. h. kleinste Vorspannung, zwischen Katode und Wehnelt-Zylinder herrscht hier, wenn der Schleifer des Helligkeits-Einstellers an Masse liegt. Das Fernbedienungspotentiometer *FB* liegt ebenfalls parallel zum erdseitigen Teil des eingebauten Helligkeits-Einstellers. Hier muß man jedoch am Empfänger das Bild dunkel stellen, um dann durch Verringern des Fernbedienungswiderstandes das Bild aufhellen zu können. Die im vorigen Bild erwähnten Rücklauf-Austastimpulse werden dem Wehnelt-Zylinder von einer besonderen Wicklung des Zeilen-Ausgangsübertragers her zugeführt.

Bild 5,14. Bildkontrast

In Bild 5,11 werden die ursprünglichen Helligkeitswerte von weiß bis schwarz auf dem Leuchtschirm gar nicht richtig wiedergegeben. Im Fall *A* gibt der Weißpegel

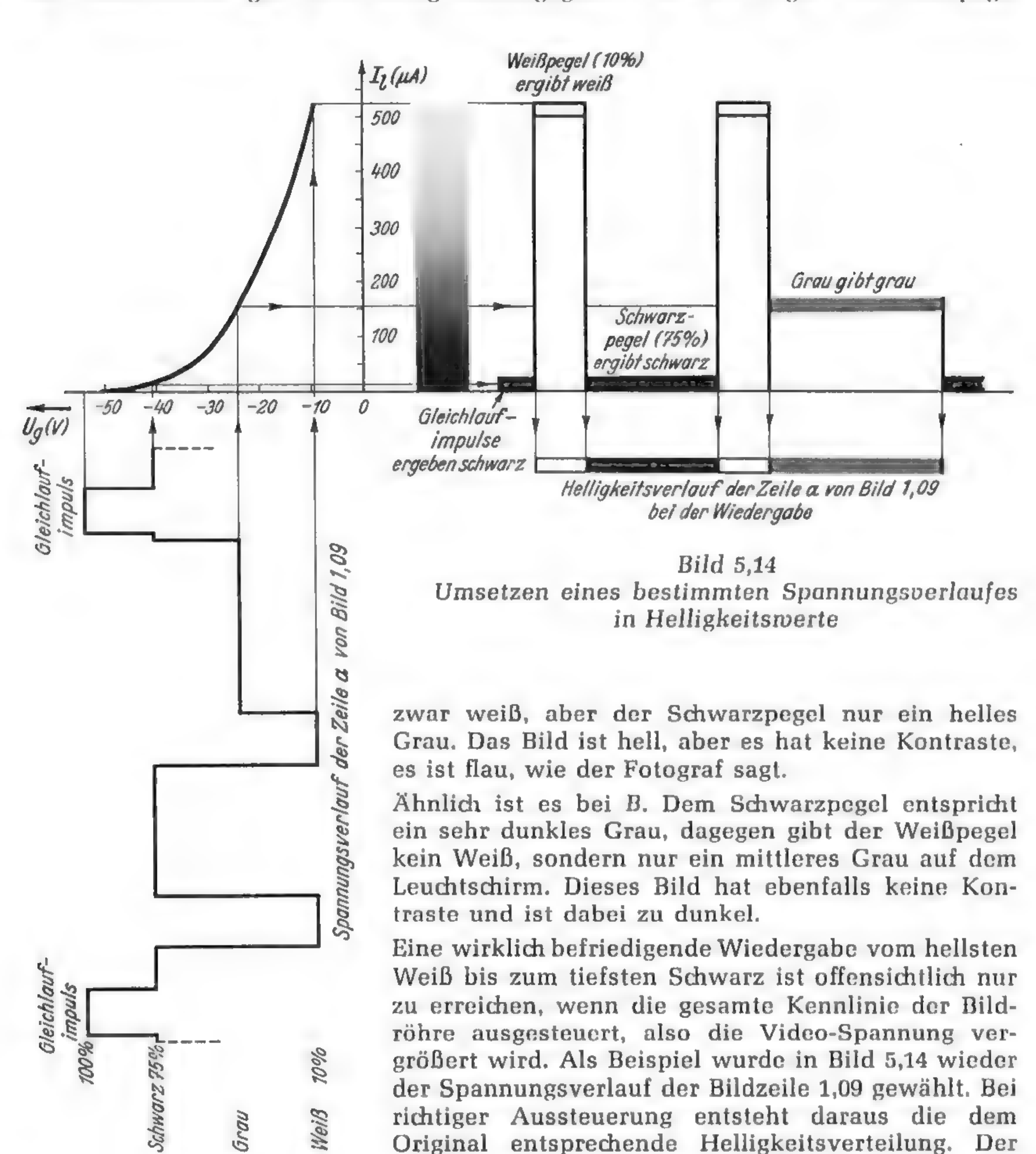


Bild 5,14
Umsetzen eines bestimmten Spannungsverlaufes in Helligkeitswerte

zwar weiß, aber der Schwarzpegel nur ein helles Grau. Das Bild ist hell, aber es hat keine Kontraste, es ist flau, wie der Fotograf sagt.

Ähnlich ist es bei *B*. Dem Schwarzpegel entspricht ein sehr dunkles Grau, dagegen gibt der Weißpegel kein Weiß, sondern nur ein mittleres Grau auf dem Leuchtschirm. Dieses Bild hat ebenfalls keine Kontraste und ist dabei zu dunkel.

Eine wirklich befriedigende Wiedergabe vom hellsten Weiß bis zum tiefsten Schwarz ist offensichtlich nur zu erreichen, wenn die gesamte Kennlinie der Bildröhre ausgesteuert, also die Video-Spannung vergrößert wird. Als Beispiel wurde in Bild 5,14 wieder der Spannungsverlauf der Bildzeile 1,09 gewählt. Bei richtiger Aussteuerung entsteht daraus die dem Original entsprechende Helligkeitsverteilung. Der

Schwarzpegel fällt in den Fußpunkt der Kennlinie, der Strahlstrom wird fast unterdrückt, und der Leuchtschirm bleibt dunkel. Der Weißpegel ergibt den größten Strahlstrom und damit die größte Helligkeit des Leuchtfleckes. Das Schirmbild enthält jetzt die vollen Helligkeitsunterschiede oder den größten Kontrast zwischen hell und dunkel. Durch das größere Video-Signal gegenüber Bild 5,11 wurde das Bild kontrastreicher.

Es ist also eine bestimmte Spannung notwendig, um kontrastreiche Bilder zu erhalten. Ist die Steuerspannung für die Bildröhre zu klein, weil z. B. eine schlechte Antenne verwendet wird oder der Empfänger zu weit vom Sender entfernt ist, dann ergeben sich kontrastlose, flaue oder zu „weiche" Bilder.

Bild 5,15. Aussteuerung der Video-Endröhre in Abhängigkeit von der Kontrasteinstellung

Bei der vom Video-Detektor angelieferten Signalspannung liegen die Dächer der

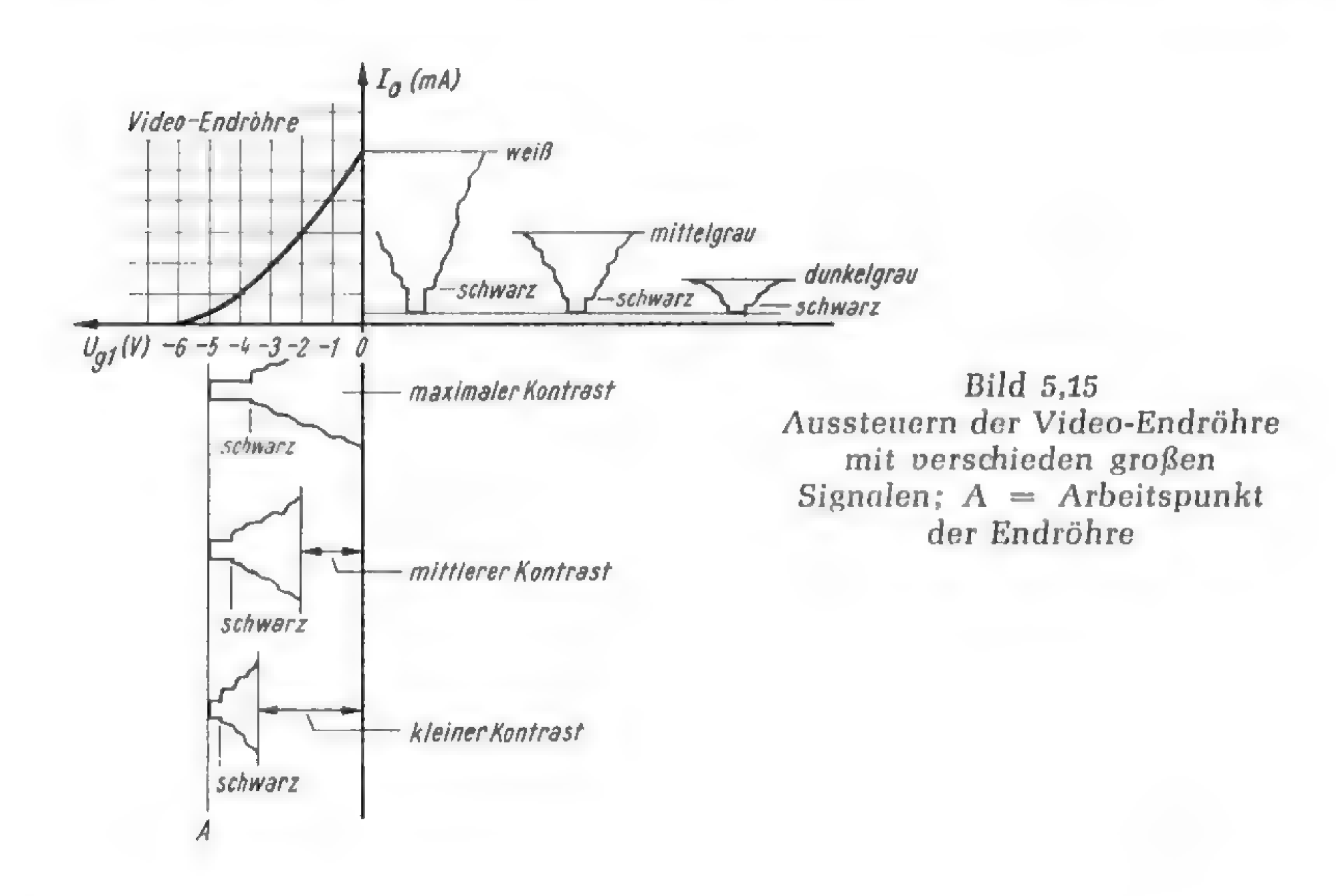


Bild 5,15
Aussteuern der Video-Endröhre mit verschieden großen Signalen; A = Arbeitspunkt der Endröhre

Synchronimpulse auf gleicher Höhe. Gibt man verschieden große Signale auf die Video-Endröhre, dann ändert sich der Kontrast wie rechts im Bild dargestellt. Um also die volle Helligkeitsskala durchzusteuern, muß man die Video-Spannung so groß machen, daß man damit wirklich den Weißwert erreicht. Da der Arbeitspunkt A der Röhre festliegt und der Anodenstrom von diesem Wert an durch das Video-Signal aufgetastet wird, ändert sich bei größerem Signal auch die Lage der Schwarzschultern etwas, wie im rechten Teil des Bildes zu erkennen ist. Um diese Unschönheit zu beseitigen, hat man Kunstschaltungen entwickelt, mit deren Hilfe der Synchron-Impuls weggeschnitten wird, so daß man tatsächlich die Schwarzschultern auf gleiches Niveau bringt (vgl. später Bild 7,132).

Bild 5,16. Kontrasteinstellung

Beim Rundfunkempfang würden Schwankungen der Empfangsspannung (Fading) Lautstärkeunterschiede ergeben. Man verhindert dies durch die automatische Lautstärkeregelung (ALR). Beim Fernsehempfänger werden durch solche Schwankungen Kontraständerungen verursacht. Zu kleine Eingangsspannungen ergeben flaue Bilder (vgl. Bild 5,11). Wächst die Spannung an, dann erhält man bei einem bestimmten Wert den richtigen Kontrast. Wird die Spannung noch größer, so erscheint ein hartes Bild. Diese Übergänge wären äußerst störend. Die automatische Verstärkungsregelung (AVR) verhindert also, daß der Bildkontrast von der Eingangsspannung beeinflußt wird. Neben dieser automatischen Kontrastregelung muß aber die Möglichkeit vorhanden sein, den Kontrast des Bildes dem persönlichen Geschmack entsprechend von Hand einzustellen. Dabei braucht man nur stets daran zu denken, daß Kontraständerung gleich Verstärkungsänderung ist.

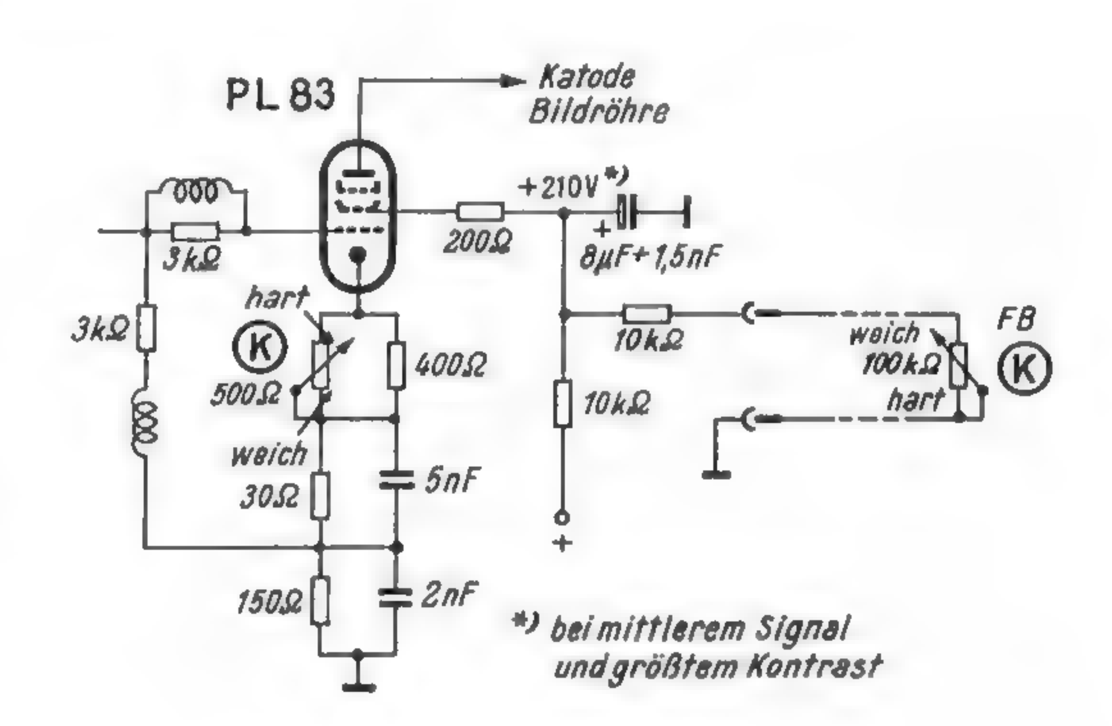


Bild 5,16
Kontrasteinstellung durch den Katodenwiderstand der Video-Endröhre und Fernbedienung durch Ändern der Schirmgitterspannung

Für den handbedienten Kontrasteinsteller bestehen mehrere Möglichkeiten. In Bild 5,16 wird der Katodenwiderstand der Endröhre verändert. Er ist verhältnismäßig niederohmig und daher wenig frequenzabhängig. Läßt man den Überbrückungskondensator weg, so ergibt sich beim Vergrößern des Widerstandes eine doppelte Wirkung. Die Steilheit der Röhre wird herabgesetzt, und es wird eine Gegenkopplung eingeführt, die ebenfalls die Verstärkung verringert. Bei kurzgeschlossenem Widerstand wird die negative Vorspannung der Röhre geringer. Die Steilheit und die Verstärkung werden größer, die Bildröhre erhält mehr Spannung, sie wird weiter ausgesteuert, und das Bild wird kontrastreicher.

Der Kontrast eines Fernsehbildes hängt stark von der Modulation des Senders ab. Direktübertragungen z. B. ergeben andere Kontraste als Wiedergaben von Filmstreifen. Wechseln die Darbietungen, dann ist es lästig, wenn man aufstehen und am Gerät den Kontrast anders einstellen muß. Deshalb sieht man vor, den Kontrast über Fernbedienungseinrichtungen zu beeinflussen. Dies erfolgt hier durch Ändern der Schirmgitterspannung der Video-Endröhre. Diese Spannungsänderung bewirkt gleichfalls eine kleinere oder größere Verstärkung und damit eine andere Durchsteuerung der Bildschirmhelligkeit.

Der Fernbedienungs-Stellwiderstand besteht aus einem 100-kΩ-Potentiometer, das über einen 10-kΩ-Widerstand zwischen Schirmgitter der Röhre und Masse geschaltet ist. Schließt man den Stellwiderstand vollständig kurz, dann ist die Verstärkung der Röhre am geringsten, und das Bild erscheint weich.

Bild 5,17. Kontrasteinstellung am Schirmgitter der Video-Endstufe

Die gleiche Art der Kontrasteinstellung wie im vorigen Bild zur Fernbedienung wird hier im Gerät selbst angewendet. Das Schirmgitter des Endpentodensystems der Röhre PCL 84 liegt am Schleifer eines 40-kΩ-Potentiometers. Bei höchster Schirmgitterspannung erhält man den größten Kontrast, in der entgegengesetzten Stellung ein weiches Bild.

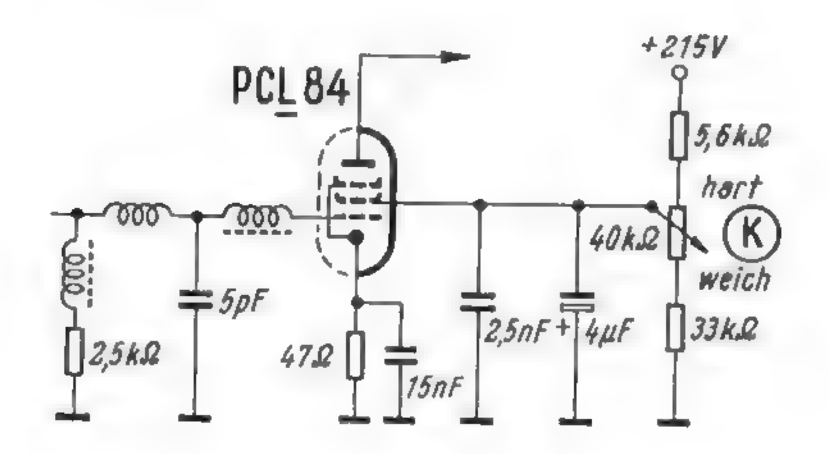


Bild 5,17
Kontrasteinstellung durch Ändern der Schirmgitterspannung (Metz)

Gesamtschaltung des Video-Verstärkers

Bild 5,18. Prinzip des einstufigen Video-Verstärkers

Bei neueren Fernsehempfängern hat sich eine ziemlich einheitliche Grundschaltung für den Videoteil herausgebildet. Auf den mit einer Germaniumdiode bestückten Video-Gleichrichter folgt eine Endstufe mit der Röhre PL 83 oder dem Pentodensystem einer PCL 84. Die Anode dieser Video-Endröhre steuert die Katode der Bildröhre (Bild 5,181). Der Kontrast wird durch Ändern des Katodenwiderstandes oder der Schirmgitterspannung der Video-Endröhre eingestellt. Größerer Kontrast bedeutet größere Amplitude der Signalspannung an der Bildröhre.

Um die Grundhelligkeit einzustellen, ändert man die Gleichspannung am Wehnelt-Zylinder und legt damit den Arbeitspunkt der Bildröhre auf den Fußpunkt ihrer Kennlinie, so daß sich ohne Signal oder mit dem Schwarzstreifen des Testbildes ein satter Schwarzwert ergibt. Die *Helligkeits*einstellung ist also eigentlich eine *Schwarz*einstellung[1]). Verschiebt man den Arbeitspunkt auf der Kennlinie nach oben, dann fließt mehr Strahlstrom, das Bild wird heller, aber schwarze Stellen sind nicht mehr schwarz, sondern grau.

Die Prinzipschaltung 5,181 enthält keine Kopplungskondensatoren. Dies hat folgenden Grund: Bei Szenen mit großer Gesamthelligkeit verläuft die Video-Spannung zum großen Teil in der Nähe des Weißpegels, also bei 10 % der Maximalamplitude, so wie wir uns dies in Bild 1,10 beim Helligkeitsverlauf einer viel Weiß enthaltenen Zeile klargemacht haben.

Bei einem dunklen Bild dagegen bewegt sich die Spannung ähnlich Bild 1,11 in der Nähe des Schwarzpegels bei 75 % der Maximalamplitude. Diese sich langsam ändernden mittleren Spannungswerte verschiedener Bildhelligkeiten entsprechen Wechselspannungen sehr niedrigerer Frequenz. Sie können nur von einem direkt gekoppelten Verstärker übertragen werden. Er überträgt jedoch auch Gleichspannungsänderungen von der Anode der Video-Endröhre auf die Katode der Bildröhre. Verstellt man nun den Kontrast und damit den Anodenstrom der Video-Endröhre, dann ändert sich auch der Spannungsabfall am Anodenwiderstand und somit zwangs-

[1]) Vgl. Bild 5,11

läufig auch der Arbeitspunkt der Bildröhre, also die Grundhelligkeit! Der Kontrasteinsteller beeinflußt also auch die Helligkeit. Diese gegenseitige Abhängigkeit ist störend und irreführend. Man hat deshalb Schaltungen entwickelt, um das zu unterbinden und das wechselseitige Einstellen von Kontrast und Helligkeit zu ersparen. Meist hält man dabei den Schwarzwert des Bildes annähernd konstant und ordnet den Helligkeitseinsteller, der, wie vorher erwähnt, den Schwarzwert einstellen soll, verdeckt an, so daß der Laie nur noch den Kontrast einzustellen braucht.

Sind beide Einstellknöpfe bedienbar, so merke man sich besser und präge dies dem Laien ein:

Mit Helligkeitsknopf — *schöne satte Schwärzen in den Schatten einstellen!*

Mit Kontrastknopf — *leuchtend weiße Spitzlichter einstellen!*

Beide Einstellungen mehrmals wiederholen.

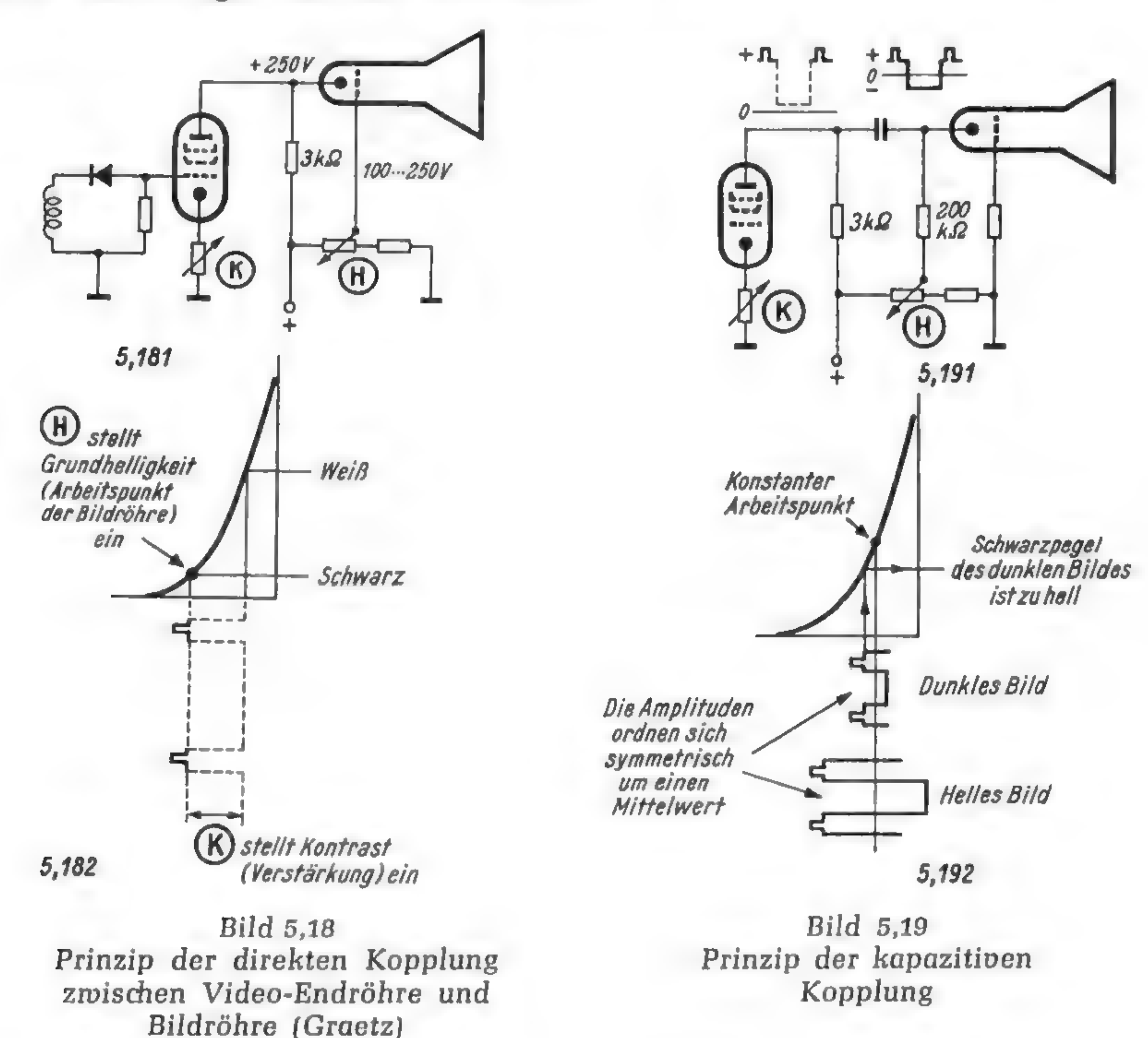


Bild 5,18
Prinzip der direkten Kopplung zwischen Video-Endröhre und Bildröhre (Graetz)

Bild 5,19
Prinzip der kapazitiven Kopplung

Bild 5,19. Einfluß eines Kopplungskondensators im Video-Verstärker

Fügt man zwischen Video-Endröhre und Bildröhre einen Kopplungskondensator ein, dann ist die gegenseitige Abhängigkeit von Kontrast- und Helligkeitsregelung beseitigt. Man kann die Verstärkung der Endröhre, also den Kontrast verstellen, ohne daß der Arbeitspunkt der Bildröhre, also die Helligkeit, sich ändert und umgekehrt. Aber es tritt ein anderer Effekt auf.

Das vom Video-Gleichrichter gelieferte Signalgemisch besteht aus einer mittleren Gleichspannung mit einer überlagerten, nicht sinusförmigen Wechselspannung (Bildsignal mit Gleichlaufzeichen). Diese Erscheinung tritt bei jeder AM-Demodulation auf. Im Rundfunkempfänger z. B. liefert die AM-Diode die gewünschte Tonfrequenzwechselspannung, die über Kopplungskondensatoren zum Nf-Verstärker gegeben wird, und eine negativ gerichtete Gleichspannung, die vielfach als Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung verwendet wird.

Die mittlere Gleichspannung im Fernsehempfänger entspricht der Allgemein-Helligkeit der Szene. Eine Zeile oder ein Bild mit viel Weiß ergibt eine kleine mittlere Gleichspannung (10 % Maximalpegel). Bei einer Zeile oder einem Bild mit hohem Schwarzanteil dagegen verläuft der Bildinhalt nahe der Schwarzschulter, also bei 75 % Maximalpegel; das bedeutet einen großen Gleichspannungsanteil im Signalgemisch.

Bei galvanischer Kopplung von der Diode bis zur Bildröhre wird diese langsam schwankende Gleichspannung übertragen, und die Amplituden der einzelnen Zeilen behalten ihre ursprüngliche Lage zueinander, d. h. daß z. B. die Schwarzschultern auf gleicher Höhe bleiben.

Fügt man aber einen Kopplungskondensator in den Leitungszug ein, dann wird der Gleichspannungsteil zurückgehalten und nur die eigentliche Video-Spannung übertragen. Die in Bild 5,191 vor und hinter dem Kopplungskondensator angedeuteten Signalspannungen erläutern dieses Verhalten.

Bei einem ursprünglich dunklen Bild ist nun die Amplitude der Signalspannung hinter dem Kopplungskondensator klein, denn der Bildinhalt verläuft nahe der Schwarzschulter. Für helle Bilder ergibt sich dagegen eine große Amplitude. Da aber jetzt der Arbeitspunkt der Bildröhre festliegt, ordnen sich die Spannungen nach Bild 5,192 symmetrisch um den Arbeitspunkt herum an. Das bedeutet, daß jetzt die mittlere Helligkeit (= Arbeitspunkt der Bildröhre) stets gleich bleibt. Ein ursprünglich dunkles Bild wird aufgehellt, denn der Schwarzpegel liegt bei ihm weniger negativ als beim hellen Bild. Die Unterschiede zwischen hellen und dunklen Bildern verwischen sich also. Bei Nachtaufnahmen, wenn nur wenige Lichter auf dem Schirm sind, wird der Hintergrund unnatürlich grau.

Der Vorteil der Unabhängigkeit der Einstellungen für Kontrast und Helligkeit wird also anscheinend durch den Nachteil erkauft, daß dunkle Bilder aufgehellt werden. Signalmäßig betrachtet, haben sich infolge des unterdrückten Gleichspannungsanteiles die Schwarzschultern in Bild 5,192 gegeneinander verschoben, sie liegen also nicht mehr in einer Reihe.

Bild 5,20. Die Schwarzwertdiode

Hat man sich zu einem Kopplungskondensator im Video-Teil entschlossen, will man aber nicht auf gleichbleibenden Schwarzpegel verzichten, so muß man den Pegel hinter diesem Kopplungskondensator künstlich wiederherstellen.

Wie kann dies geschehen? In Bild 5,202 ist der Spannungsverlauf eines dunklen und eines hellen Bildes bei verlorengegangenem Gleichspannungsanteil nochmals dargestellt. Um die Schwarzschultern wieder auf gleiche Höhe zu bringen, muß man das helle Bild nach rechts verschieben, d. h. die Gitterspannung der Bildröhre für dieses Bild positiver machen. Damit steigt gleichzeitig der mittlere Strahlstrom, und das bedeutet, daß dieses Bild im ganzen heller wird. Die ursprünglichen größeren Helligkeitsunterschiede treten also wieder in Erscheinung.

Diese von der Signalamplitude abhängige zusätzliche Vorspannung ist zu gewinnen, indem man die Video-Spannung durch eine Diode gleichrichtet. Man erhält dann eine Regelspannung, die ungefähr der Hälfte der Gesamtamplitude des Signal-

spannungsgemisches entspricht. In Bild 5,202 unten ist dargestellt, wie diese Regelspannung das helle Bildsignal so verschiebt, daß das richtige Verhältnis zu einem dunklen Bild wiederhergestellt ist und der Schwarzpegel in beiden Fällen gleich wird.

Um diese Hilfsspannung zu gewinnen, koppelt man im Prinzip nach Bild 5,201 einen Dioden-Gleichrichterkreis an die Video-Endröhre an. Ein Entkopplungswiderstand von 5 bis 10 kΩ verhindert, daß die Kapazität dieses Hilfskreises die Endstufe belastet und die Höhen beeinträchtigt. Außerdem kann man den Kreis unterhalb der Höhenresonanzdrossel anschließen. Die Diode ist so zu polen, daß der Pluspol der

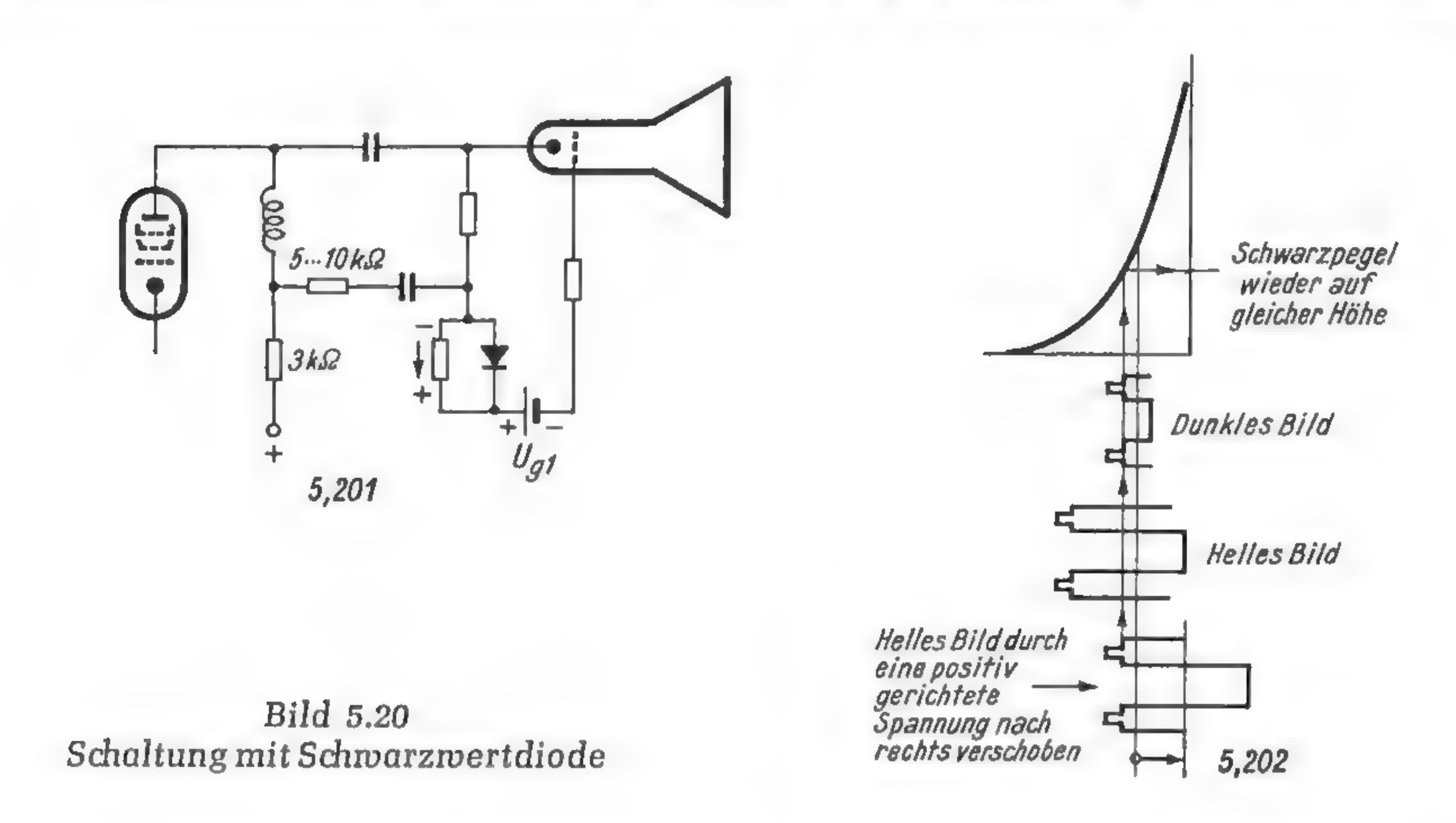


Bild 5.20
Schaltung mit Schwarzwertdiode

Gleichspannung zum Gitter der Bildröhre (Wehnelt-Zylinder) zu liegen kommt. Die von der Diode erzeugte Zusatzspannung arbeitet also der Grundgittervorspannung $-U_{g1}$ entgegen. Ladekondensator und Ableitwiderstand des Gleichrichterkreises sind so groß zu wählen, daß Spitzengleichrichtung auftritt, damit tatsächlich die Regelspannung gleich dem halben Wert der Gesamtamplitude des Bildsignales ist. Außerdem liegt dann die Grenzfrequenz so niedrig, daß sich nur die langsam verlaufenden Helligkeitsunterschiede verschiedener Bilder auswirken, nicht aber bereits die Helligkeitsschwankungen längs einer Zeile.

Bild 5,21. Schwarzwerthaltung ohne Diode

Die Schwarzwertdiode im vorigen Bild regelt also automatisch die Schwarzwerte auf gleiches Niveau. Aber auch bei galvanischer Kopplung hatten wir festgestellt, daß die Helligkeit oder, wie man stets wieder betonen sollte, der Schwarzwert vom eingestellten Kontrast abhängt. Deutlich ist dies aus den verschieden hohen Schwarzpegeln in Bild 5,15 rechts zu erkennen.

Eine Schaltung, um dem entgegenzuwirken, ist in Bild 5,21 im Prinzip dargestellt. Der Spannungsteiler, an dem die Helligkeitseinstellspannung für den Wehnelt-Zylinder abgegriffen wird, liegt nicht mit dem positiven Ende an der Plusleitung des Netzteiles, sondern an der Anode der Video-Endröhre. Man kann sich aber diese Röhre als Richtverstärker mit im unteren Knick liegenden Arbeitspunkt vorstellen. Bei starker Aussteuerung, also großem Signal bzw. großem Kontrast, steigt

ihr Anodenstrom, während die Gleichspannung an ihrer Anode und an der Bildröhrenkatode sinkt. Würde man den Wehnelt-Zylinder dabei auf einem starren Potential halten, dann ergibt sich ein höherer Strahlstrom, und schwarz wird grau. Läßt man jedoch die Wehnelt-Spannung mit zu kleineren positiven Werten laufen, dann bleibt die Bildröhrenvorspannung annähernd konstant und damit auch der Schwarzwert. Ein grobes Zahlenbeispiel soll dies erläutern.

An der Katode der Bildröhre mögen ohne Signal + 200 V liegen. Die Wehnelt-Spannung sei starr auf + 150 V eingestellt. Die Bildröhre hat dann eine Gittervorspannung von 150 – 200 = – 50 V gegenüber der Katode.

Beim Aussteuern mit einem kontrastreichen Signal sinke die Spannung an der Bildröhrenkatode auf + 180 V. Mit der starren Wehnelt-Spannung von + 150 V ergibt sich dann eine Spannungsdifferenz von 30 V, die Vorspannung beträgt also nur noch – 30 V, der Strahlstrom wird größer.

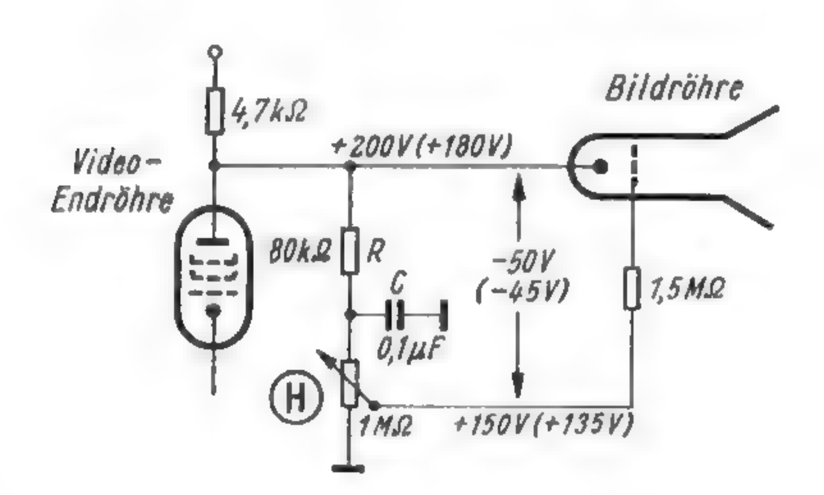


Bild 5,21
Schwarzwerthaltung durch Anschließen des Spannungsteilers an der Anode der Video-Endröhre (Telefunken)

Erhält der Wehnelt-Zylinder nach Bild 5,21 eine gleitende Vorspannung, dann sinkt diese proportional zur Spannung an der Bildröhrenkatode mit ab, also im gewählten Beispiel ebenfalls um 10 %. An der Katode liegen dann + 180 V, am Wehnelt-Zylinder + 135 V, und die Spannungsdifferenz, also die Gittervorspannung beträgt jetzt – 45 V, weicht also viel weniger von dem ursprünglichen Wert von – 50 V ab.

Die Schaltelemente R und C bilden hierbei ein Siebglied, das aus der sich ständig ändernden Video-Spannung an der Bildröhrenkatode einen mittleren Gleichspannungswert heraussiebt.

Bild 5,22. Strahlstrombegrenzung

Um die Hochspannungsquelle der Bildröhre nicht zu überlasten und den Bildschirm gegen Zerstörung durch einen zu hellen Brennfleck zu schützen, sieht man eine Strahlstrombegrenzung vor. In Bild 5,221 dient dazu das RC-Glied in der Katodenleitung. Es wirkt wie die Katodenkombination zum Erzeugen einer Gittervorspannung bei einer normalen Verstärkerröhre. Darauf deutet auch die Polung des Elektrolytkondensators hin. Der Strahlstrom bzw. der Katodenstrom der Bildröhre erzeugt am Widerstand R einen Spannungsabfall, der als ein Teil der negativen Vorspannung des Gitters bzw. des Wehnelt-Zylinders dient. Im normalen Betrieb ist der Spannungsabfall am Widerstand R gering. Steigt jedoch der Strahlstrom, dann erhöht sich auch diese negative Vorspannung und wirkt dem Anstieg entgegen. Für den Widerstand R sind bei anderen Schaltungen Werte bis zu 680 kΩ üblich.

Zu bemerken ist hier noch die Funkenstrecke F vom Wehnelt-Zylinder gegen Masse. Sie schützt das Bildröhrensystem und daranliegende Kondensatoren gegen plötzlich auftretende Spannungsspitzen.

In Bild 5,222 wird der unzulässige Anstieg des Strahlstromes durch eine Diode verhindert. $R\,1$ ist der Arbeitswiderstand der Video-Endröhre, $R\,2$ ein Zusatzwider-

stand von der Katode der Bildröhre gegen Erde. Bei normalem Betrieb bilden R 1, die Diode D und der Widerstand R 2 einen Spannungsteiler zwischen + 205 V und Masse. Punkt A ist dann positiv gegenüber Punkt B. Die Diode leitet, und das Bildsignal kann ungehindert zur Bildröhre gelangen. Stellt man eine größere Helligkeit ein, dann fließt ein größerer Anodenstrom in der Bildröhre, und zwar zwischen Masse und + 16 kV. Damit erhöht sich der Strom im Widerstand R 2, und auch der Spannungsabfall an R 2 wird größer, Punkt B wird positiver gegenüber A, an der Katode der Diode liegt also Plusspannung gegenüber ihrer Anode, und die Diode sperrt nun den Hauptteil des sonst über den niederohmigen Widerstand R 1 von der Anodenleitung herkommenden Strahlstromes. Der 0,2-µF-Kondensator läßt zwar weiterhin das Bild durch, aber der Schwarzwert stimmt nicht mehr und gibt Veranlassung, der Störung nachzugehen. Diese Begrenzung setzt im Gegensatz zu Bild 5,22 nicht allmählich, sondern schlagartig bei einem bestimmten Grenzwert ein.

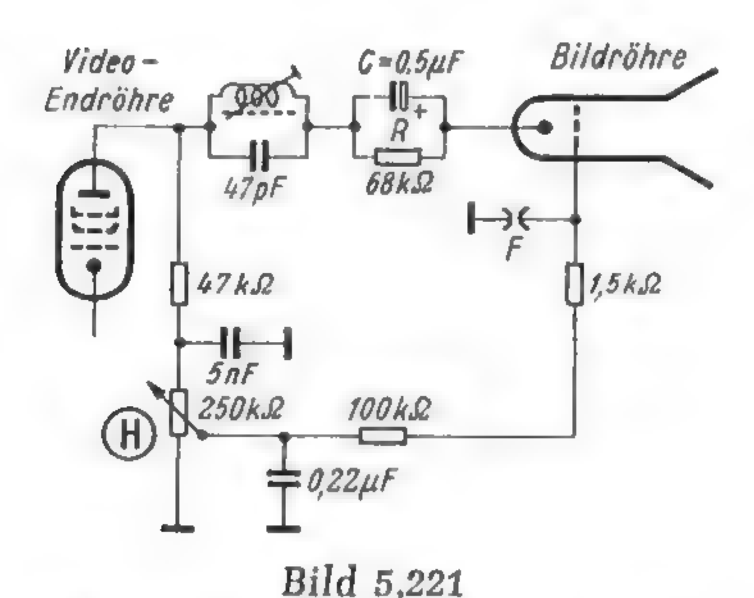


Bild 5,221
Strahlstrombegrenzung durch RC-Glied in der Katodenleitung der Bildröhre (Nordmende)

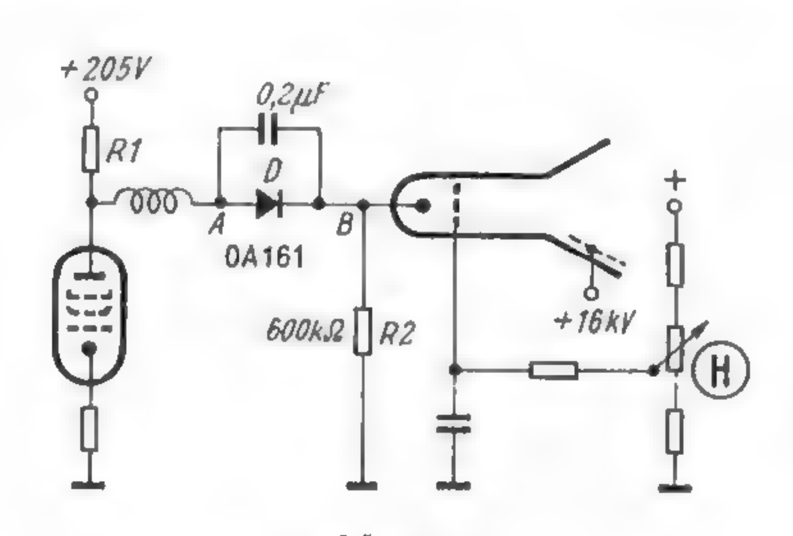


Bild 5,222
Strahlstrombegrenzung durch eine Schaltdiode in der Katodenleitung (Blaupunkt)

Bild 5,23. Leuchtfleckunterdrückung

Beim Abschalten eines Fernsehempfängers bleiben die Ablenkspannungen für das Raster sofort weg, dagegen glüht die Katode der Bildröhre noch nach, und ihre Hochspannung klingt nur langsam ab. Dadurch entsteht beim Ausschalten ein heller Punkt auf dem Bildschirm, der infolge seiner großen Intensität mit der Zeit einen Fleck einbrennt. In Bild 5,231 liegt deshalb parallel zum 300-kΩ-Vorwiderstand des Spannungsteilers zur Helligkeitseinstellung ein Schaltkontakt S 1. Er ist mit dem Netzschalter gekuppelt und schließt sich, wenn der Netzschalter ausgeschaltet wird. Dadurch gelangt von dem noch Spannung führenden 100-µF-Ladekondensator des Netzteiles eine erhöhte positive Spannung an den Wehnelt-Zylinder. Sie saugt alle noch nicht emittierten Elektronen an und verhindert, daß sie zum Bildschirm gelangen. Die gleiche Wirkung kann man auch mit einem Schaltkontakt S 2 am erdseitigen Ende des Spannungsteilers erzielen. Dieser Kontakt ist im Betrieb geschlossen und wird beim Ausschalten des Gerätes geöffnet, so daß der Wehnelt-Zylinder nur noch mit der positiven Spannung des Netzteiles verbunden ist.

Eine einfachere Lösung stellt Bild 5,232 dar. Im Schirmgitterkreis der Bildröhre liegt ein hoher Widerstand und am Schirmgitter selbst ein Kondensator von 0,15 µF. Die Schirmgitterspannung der Bildröhre bleibt auf diese Weise nach dem Abschalten länger erhalten als die Spannungen an den übrigen Elektroden. Dadurch wird die Hochspannung der Bildröhre schnell entladen, und der Leuchtfleck kann nicht auftreten. Diese Schaltung arbeitet im Gegensatz zur vorigen auch dann, wenn nicht

der Netzschalter am Gerät ausgeschaltet, sondern der Netzstecker gezogen wird. Beide Anordnungen wirken jedoch nicht, wenn während des Betriebes die Ablenkgeräte des Empfängers versagen. Sicherheit gegen alle Zufälligkeiten bietet die Schaltung Bild 5,233. Sie läßt die Hochspannung der Bildröhre beim Abschalten des Gerätes zusammenbrechen, noch bevor die Ablenkspannungen vollkommen aussetzen. Am Fußpunkt des Helligkeitseinstellers liegt ein Spannungsteiler aus den Widerständen *R* 1, *R* 2 und *R* 3. Über den 4,7-nF-Kondensator werden dem Gleichrichter *D* positive Zeilenrücklaufimpulse zugeführt und gleichgerichtet. Sie erzeugen eine Spannung von – 145 V vor dem VDR-Widerstand *R* 2.

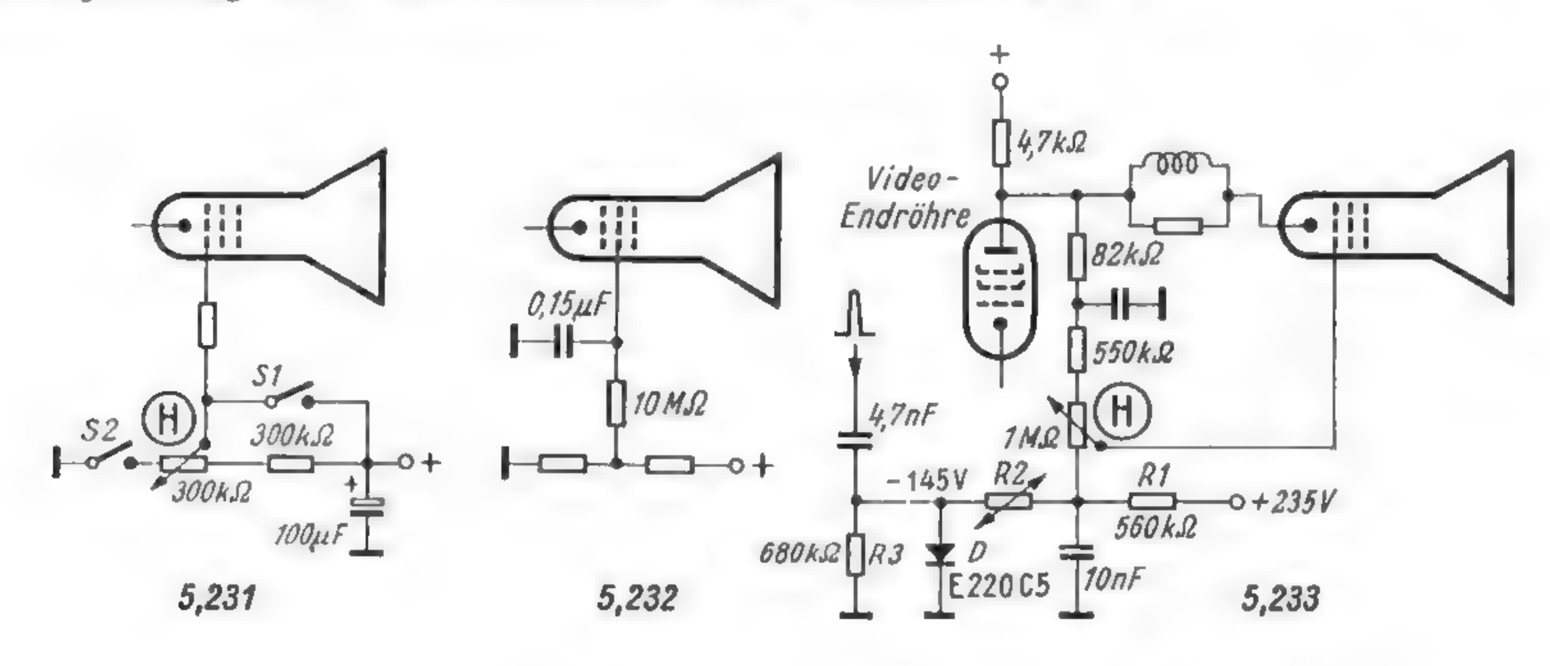


Bild 5,231. Leuchtfleckunterdrückung durch Schalter S 1 oder S 2

Bild 5,232. Leuchtfleckunterdrückung durch Kondensator am Gitter 2 der Bildröhre

Bild 5,233. Leuchtfleckunterdrückung durch eine Schaltdiode D (Telefunken)

Von rechts wird über den Widerstand *R* 1 eine Spannung von + 235 V zugeleitet. Diese beiden Spannungen sind gegeneinander geschaltet, und am Fußpunkt des Helligkeitseinstellers ergibt sich ein positives Potential von + 10...20 V. Beim Abschalten der Netzspannung steigt der Wert des VDR-Widerstandes *R* 2 sehr schnell an. Damit überwiegt die positive Spannung am Fußpunkt des Helligkeitseinstellers, und der dadurch fließende große Strahlstrom entlädt die Hochspannung der Bildröhre und unterdrückt damit den Leuchtfleck. Die Anordnung wirkt genauso, wenn die Ablenkspannung ausbleibt.

Bild 5,24. Rücklaufverdunkelung

Während des Strahlrücklaufes zwischen zwei Zeilen oder zwei Halbbildern wird zwar der Strahl durch die 100 % hohen Gleichlaufzeichen bereits dunkel getastet. Bei großer Bildhelligkeit oder geringem Kontrast würden aber die Rückläufe trotzdem im Bild sichtbar werden. Um dies zu vermeiden, führt man dem Wehnelt-Zylinder während des Strahlrücklaufes negativ gerichtete Zeilen- und Bildrückschlagimpulse aus den Ablenkteilen zu. Sie sperren das Strahlsystem und tasten den Strahl mit Sicherheit dunkel.

Diese Hilfsspannungen kann man kapazitiv oder induktiv aus den Ablenkgeräten auskoppeln. Sie treten genau zu den Zeitpunkten auf, in denen der Strahl an den Anfang der Zeile oder des Halbbildes zurückspringt. Die Oszillogramme im Schaltbild deuten die Form dieser Impulse an.

Die Bildrücklaufimpulse werden mit 90 V_{ss} über einen Kondensator von 0,1 µF aus dem Bildkippteil entnommen und hinter dem 300-kΩ-Siebwiderstand mit – 30 V_{ss} auf den Wehnelt-Zylinder gegeben. Zum Zeilenaustasten ist hier eine Hilfswicklung

mit 120 V_{ss} auf dem Zeilenausgangsübertrager vorgesehen. Diese Spannung gibt man auf das zweite Gitter der Strahlröhre und tastet damit den Rücklaufstrahl dunkel.

Die Schaltung weist einige weitere bereits behandelte Eigenschaften auf. Die Kontrasteinstellung ist durch einen veränderlichen Katodenwiderstand der Video-Endröhre angedeutet. Vor dem Anodenwiderstand dieser Röhre liegt eine Drossel zum Anheben der Höhen. In der Zuleitung zur Bildröhre befinden sich ein Sperrkreis und ein RC-Glied zum Begrenzen des Strahlstromes. Am Helligkeitseinsteller H erkennt man den Schalterkontakt S für die Nachleuchtunterdrückung.

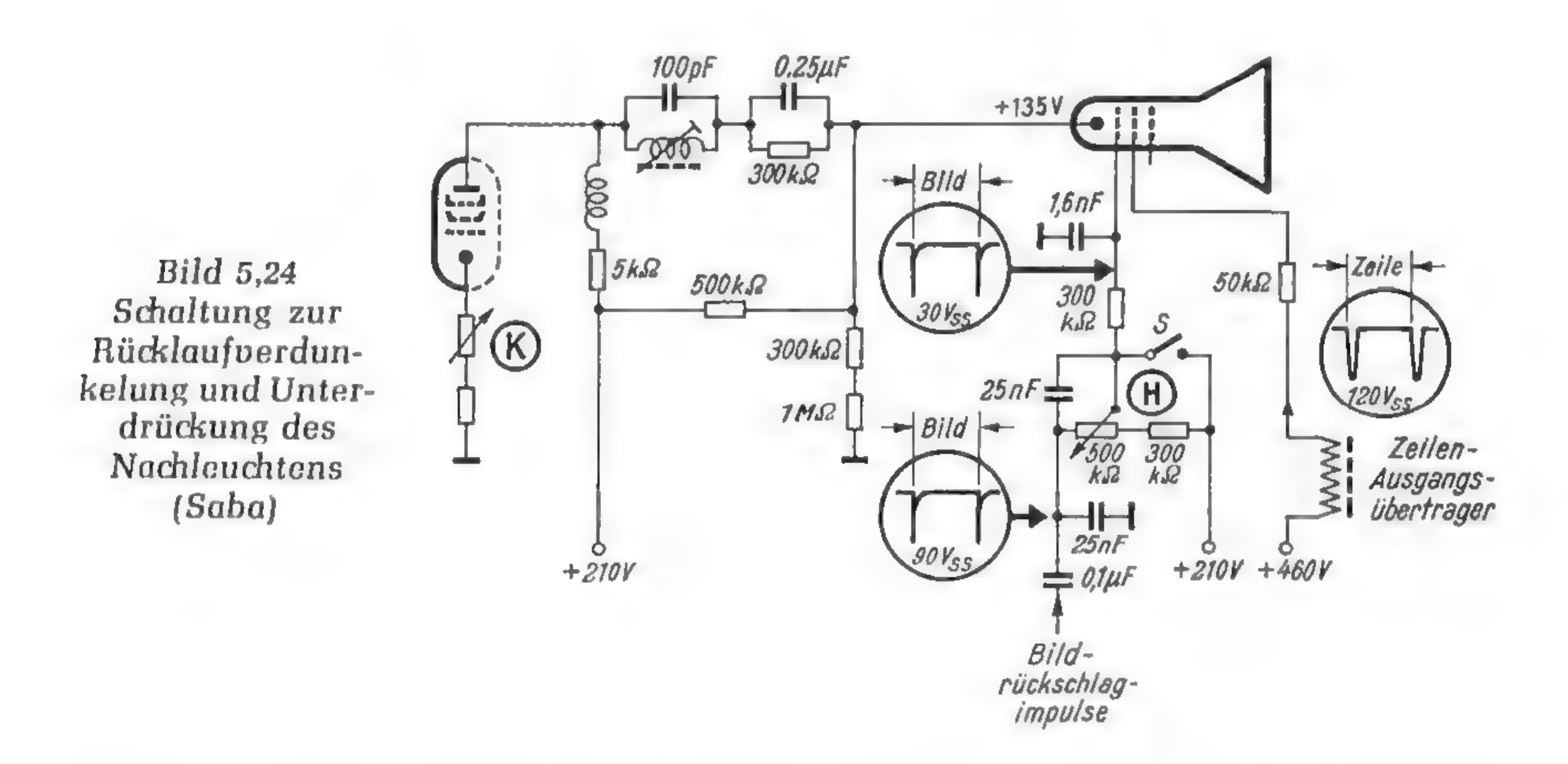


Bild 5,24 Schaltung zur Rücklaufverdunkelung und Unterdrückung des Nachleuchtens (Saba)

Damit sind die Grundlagen des Video-Verstärkers besprochen. Noch nicht behandelt wurde das Auskoppeln der Synchronisierzeichen und der Spannungen für Tonteil und Verstärkungsregelung. Diese Einzelheiten und weitere Schaltbeispiele für den Video-Verstärker werden später in den betreffenden Kapiteln beschrieben.

Bild 5,25. Video-Verstärker mit Transistoren

Auf den wie üblich geschalteten Video-Detektor folgt eine Transistor-Vorstufe mit dem pnp-Transistor 4457. Er arbeitet für die Video-Frequenzen in Kollektorgrundschaltung mit einem Emitterwiderstand von 560 Ω. Parallel dazu liegt ein Serienresonanzkreis für die Differenzträgerfrequenz, um sie vom Videoteil fernzuhalten. Die Kollektorgrundschaltung ergibt einen höheren Eingangswiderstand und paßt dadurch den Verstärker besser an den Video-Detektor an.

Vor und hinter der Video-Endstufe liegen die üblichen Höhenanhebungsdrosseln. Die Batteriespannung von 18 V, mit der der Empfänger betrieben wird, reicht nicht aus, um die Bildröhre vollständig dunkel zu steuern. Die Video-Endstufe muß daher mit etwa 90 V Gleichspannung betrieben werden. Sie wird durch Gleichrichten eines Teiles der Zeilenablenkspannung aus dem Zeilentransformator erzeugt und gelangt mit −98 V in den Kollektorkreis der Video-Endstufe. Diese ist über einen 0,1-µF-Kondensator mit der Katode der Bildröhre gekoppelt. Der Kontrast bzw. die Verstärkung wird im Emitterkreis der Endstufe eingestellt. Auch für die Helligkeitseinstellung und für das Schirmgitter der Bildröhre wird eine höhere Spannung

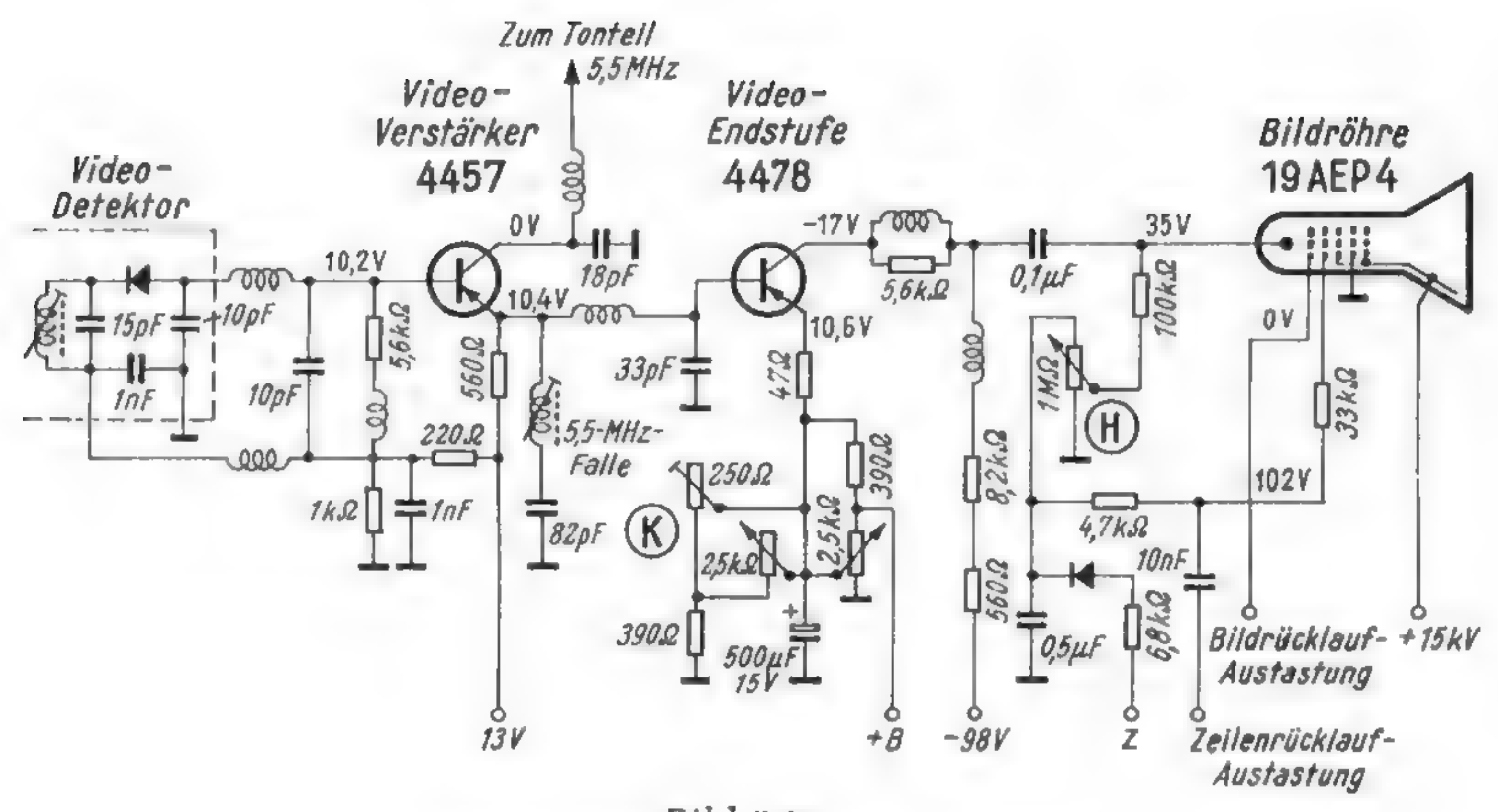


Bild 5,25
Video-Verstärker mit Transistoren

benötigt. Man gewinnt sie ebenfalls durch Gleichrichten von Zeilenablenkspannungen Z. Bild- und Zeilenrücklaufaustastung sowie die Hochspannung von + 15 kV vervollständigen den Video-Verstärker und die Strahlschaltung der Bildröhre.

6. Tonteil

Bild 6,01. Differenzträger-Verfahren

Im bisher beschriebenen Zf-Verstärker wurden Bild und Ton gemeinsam verstärkt. Um den Tonträger zu demodulieren und den Ton im Lautsprecher hörbar zu machen, müssen Bild- und Tonfrequenzen getrennt werden. Bei den Geräten für die europäische 625-Zeilen-Fernsehnorm bedient man sich dazu eines besonderen Verfahrens. Es wird in Amerika, wo es gleichfalls für die dortige Fernsehnorm üblich ist, *Intercarrier-Verfahren* genannt, d. h. wörtlich übersetzt: Zwischenträger-Verfahren. Man bezeichnet es bei uns auch als Differenzträger- oder Differenzfrequenz-Verfahren und benutzt als Abkürzung den Ausdruck *Df* = Differenzfrequenz. Das Verfahren arbeitet nach folgendem Prinzip:

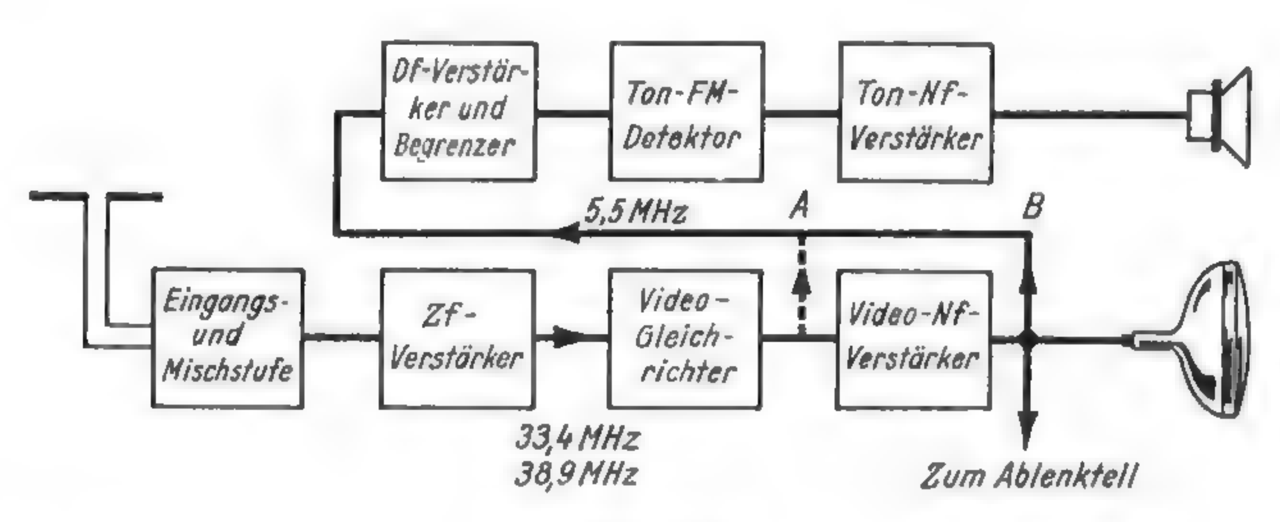


Bild 6,01

Prinzip des Differenzträgerverfahrens; A = Auskoppeln des Differenzträgers hinter dem Bildgleichrichter, B = Auskoppeln des Differenzträgers hinter dem Video-Verstärker

Man nehme zur Vereinfachung zunächst an, es sei eine Sendepause und Bild und Ton seien unmoduliert; dann laufen also bei richtiger Abstimmung die beiden Trägerfrequenzen für Ton = 33,4 MHz und für Bild = 38,9 MHz durch den Zf-Verstärker. Hierbei tritt genau wie in Bild 3,15 noch keine Mischung auf. Im Video-Gleichrichter findet nun der gleiche Vorgang statt wie in Bild 3,16. Aus den beiden Trägern für Bild und Ton bildet sich die Differenzfrequenz Df = 38,9 − 33,4 = 5,5 MHz. Auch hier hängt die Amplitude der Differenzfrequenz von der Amplitude der kleineren der beiden Einzelfrequenzen ab. Sorgt man nun dafür, daß stets die Ton-Zwischenfrequenz die kleinere Amplitude hat, dann enthält bei moduliertem Tonträger die Differenzfrequenz die unverzerrte Tonfrequenz.

Siebt man also die Frequenz 5,5 MHz heraus und richtet sie nochmals gleich, dann ergibt sich die eigentliche Ton-Niederfrequenz, die verstärkt dem Lautsprecher zugeführt werden kann. Den Differenzträger oder die zweite Zwischenfrequenz von 5,5 MHz kann man unmittelbar hinter dem Bildgleichrichter bei A mit Hilfe eines auf 5,5 MHz abgestimmten Kreises heraussieben, wie gestrichelt in Bild 3,01 oder in Bild 6,01 angedeutet. Man kann sie aber auch erst hinter dem Video-Verstärker bei B heraussieben und braucht dann weniger Verstärkung im eigentlichen Tonteil.

Bedingung für dieses Verfahren der Tonfrequenzgewinnung ist jedoch, daß die Tonamplitude auf jeden Fall geringer ist als die Bildamplitude. Dies ist bereits in den Fernsehnormen berücksichtigt. Der Tonsender soll stets mit nur einem Viertel der Leistung des Bildsenders arbeiten. Außerdem schwächt man, wie bereits

besprochen, im Zf-Teil des Empfängers die Ton-Zf durch Sperrkreise, so daß mit Sicherheit ihre Amplitude nur $^1/_{10}$ bis $^1/_{20}$ der Bildamplitude ist.

Weiter ist Bedingung zur Bildung des Differenzträgers, daß stets beide Frequenzen vorhanden sein müssen. Bleibt die Bildfrequenz weg, dann reißt der Ton auch ab. Daher ist in der Fernsehnorm (Bild 1,06) vorgesehen, daß beim sog. Weißpegel noch 10 % der Maximalamplitude des Bildträgers vorhanden sein müssen. Diese Festlegung erfolgte mit Rücksicht auf Empfänger, die mit Differenzfrequenz-Verfahren arbeiten, damit stets ein genügender Anteil der Bildfrequenzamplitude vorhanden ist.

Das Verfahren ist auch nur deswegen möglich, weil bei dieser Fernsehnorm der Tonkanal frequenzmoduliert und der Bildkanal amplitudenmoduliert sind. Hinter dem Bildgleichrichter ist natürlich das gesamte amplitudenmodulierte Bildsignal mit den steilen Impulsen der Synchronisierzeichen vorhanden. Sind jedoch die Amplituden genügend groß, dann lassen sie sich ähnlich wie bei UKW-FM-Empfängern durch Begrenzerstufen vor dem FM-Detektor einwandfrei abschneiden, und man erhält hinter dem FM-Detektor nur die reine Tonfrequenz. Ferner ist erwünscht, daß die Frequenzmodulation des Tonträgers nicht im Bildgleichrichter in eine Amplitudenmodulation umgewandelt wird. Diese Gefahr besteht, weil der Tonträger an der *Flanke* der Durchlaßkurve liegt. Hierdurch kann die von älteren UKW-Empfängern bekannte Flankengleichrichtung auftreten. Bei ihr wird die FM-Modulation in eine AM-Modulation umgewandelt, die dann von der AM-Modulation des Bildträgers nicht mehr zu trennen wäre. Sie gelangt zur Bildröhre und wird dort, besonders bei großer Lautstärke, z. B. beim Händeklatschen in öffentlichen Darbietungen, als wellenförmiges Muster sichtbar. Um die störende Flankengleichrichtung zu vermeiden, strebt man beim Zwischenträgerverfahren an, die Durchlaßkurve beim Tonträger ein kurzes Stück waagerecht verlaufen zu lassen, wie in Bild 4,03 zu erkennen. Man nennt diesen Abschnitt die *Tontreppe*.

Die Vorteile des Differenzfrequenz-Verfahrens sind:

1. Der Schaltungsaufwand wird geringer, als wenn man Bild und Ton gleich hinter der Hf-Mischstufe voneinander trennen und einen besonderen Ton-Zf-Verstärker vorsehen würde.

2. Die Differenzfrequenz wird durch Mischung des Bild- und Tonträgers erzeugt und nicht durch den Empfängeroszillator. Damit wirken sich Frequenzwanderungen dieses Oszillators überhaupt nicht auf den Tonkanal aus. An die Frequenzstabilität des Oszillators im Fernsehempfänger werden nämlich in der normalen Schaltung bedeutend höhere Anforderungen gestellt als beim UKW-Empfänger. Würde man z. B. eine Frequenzwanderung von ± 50 kHz (gleich der Kanalbreite des Tonkanals) zulassen, dann darf eine Oszillatorfrequenz von rund 200 MHz nur um

$$\frac{50}{200\,000} \cdot 100 = 0{,}025\ \%$$

d. h. $^1/_4$ ‰ schwanken. Dies ist für einen Rückkopplungsoszillator eine sehr scharfe Forderung, die beinahe an Quarzgenauigkeit heranreicht. Wandert der Oszillator, so ist man gezwungen, oft die Abstimmung nachzustellen.

Da aber Bild- und Tonträger im Sender normgemäß um höchstens ± 3 kHz gegeneinander schwanken dürfen, ist also auch die Differenzfrequenz von 5,5 MHz auf ± 3 kHz konstant, unabhängig von den Empfängereigenschaften. Auf die Bild-Zwischenfrequenz dagegen wirken sich Frequenzwanderungen des Oszillators weniger störend aus, da hier die Bandbreite nicht ± 50 kHz, sondern 5 MHz beträgt. Man braucht also solche Empfänger nur auf ein gutes Bild abzustimmen, dann ist der

Ton automatisch einwandfrei, auch bei geringfügigen Abweichungen der Oszillatorfrequenz.

Bild 6,02. Auskoppeln der 5,5-MHz-Differenzfrequenz

Mit geringerem Aufwand arbeitet die Schaltung nach Bild 6,021. Aus dem Signalgemisch an der Anode der Video-Endröhre wird über einen kleinen Koppelkondensator C die 5,5-MHz-Differenzfrequenz abgenommen und dem ersten Df-Kreis zugeführt. Da das 5,5-MHz-Signal bereits in der Video-Endstufe verstärkt wurde, genügt eine Pentode (meist eine EF 80) zum Verstärken und Begrenzen. Ihre Ausgangsspannung gelangt über den Ratiodetektor zum Nf-Verstärker. Damit keine Df-Spannung zur Bildröhre gelangt, liegt ein 5,5-MHz-Sperrkreis in der Zuleitung zur Katode der Bildröhre.

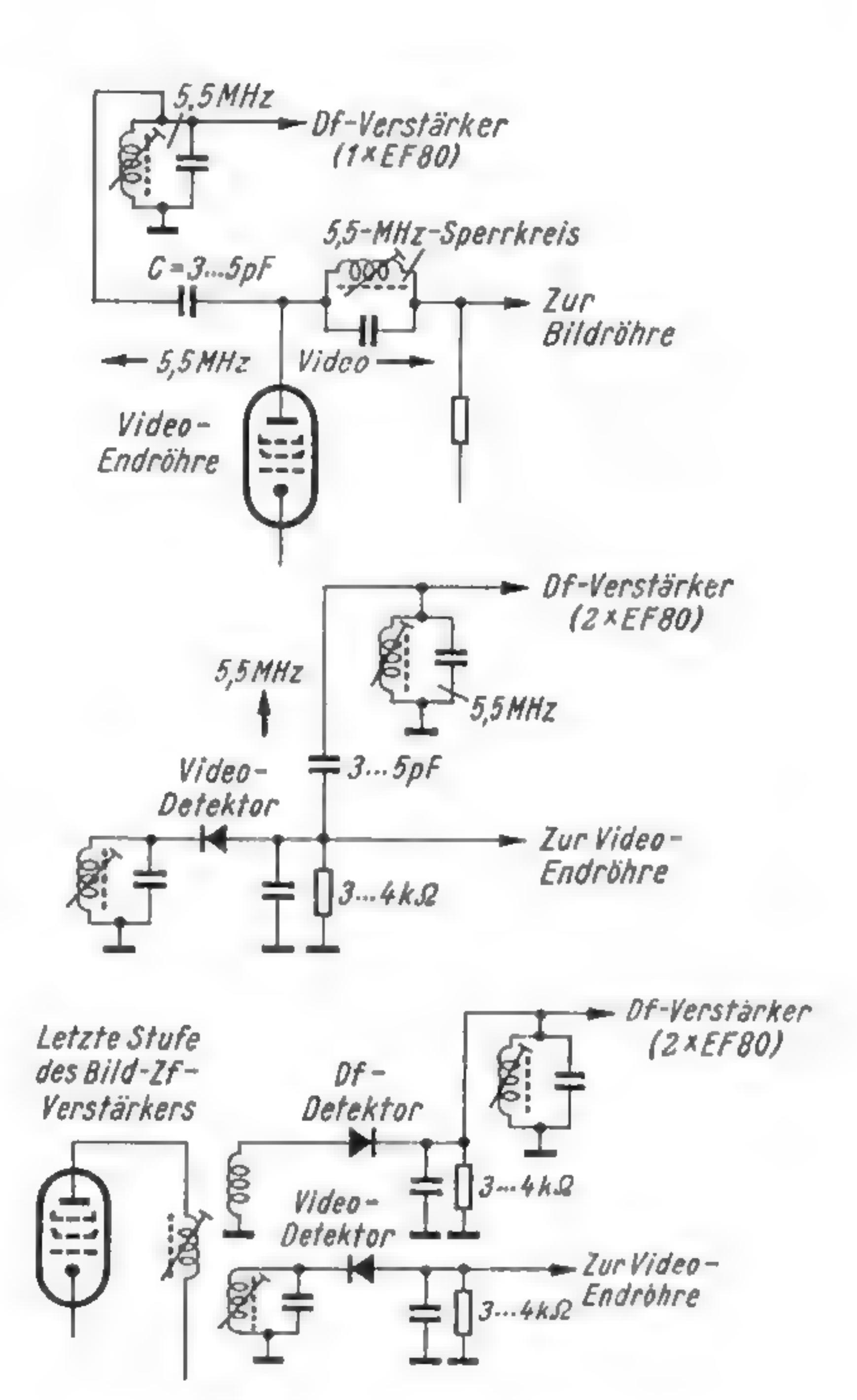


Bild 6,021
Der einstufige Df-Verstärker wird an der Anode der Video-Endröhre angeschlossen (Blaupunkt)

Bild 6,022
Der zweistufige Df-Verstärker wird am Video-Detektor angeschlossen (Graetz)

Bild 6,023
Gesonderter Df-Detektor für den Df-Verstärker (Saba)

Höhere Df-Verstärkung ist notwendig, jedoch erzielt man damit bessere Begrenzung, wenn man nach Bild 6,022 die 5,5-MHz-Frequenz bereits am Video-Detektor auskoppelt, in zwei Pentodenstufen weiterverstärkt und dann dem Ratiodetektor und Nf-Verstärker zuleitet. Auch hierbei liegt stets ein 5,5-MHz-Sperrkreis in der Leitung zur Bildröhre.

Mit Vorsorge auf ein etwaiges Farbfernsehen erweitert man diese zweite Schaltung oft nach Bild 6,023. Hierbei wird ein getrennter Df-Detektor mit einer zusätzlichen Germaniumdiode angeordnet. Das in den USA übliche Farbfernsehen arbeitet

bekanntlich nach einem System, das es möglich macht, die Sendungen auch mit bisherigen Empfängern, allerdings als Schwarzweißbilder aufzunehmen. Das Bild-Zf-Signal enthält dabei außerdem einen sogenannten Farbhilfsträger, der beim Schwarzweißempfang nicht benötigt wird, aber ebenfalls bis zum Videoteil durchläuft. Mit einem getrennten Df-Detektor nach Bild 6,023 ist es einfacher, Störungen durch diesen Farbhilfsträger zu vermeiden. Der Mehraufwand beträgt dabei nur eine Germaniumdiode gegenüber Bild 6,022.

Bild 6,03. Die Einschaltbrumm-Unterdrückung

Zum Tonteil gehören die verschiedenen Schaltungen zum Unterdrücken des Einschaltbrummens. Ohne sie tritt kurz nach dem Einschalten ein störender Brummton im Lautsprecher auf. Er verschwindet erst, wenn das Bild erscheint. Die Ursache liegt in der unterschiedlichen Anheizzeit der einzelnen Röhren. Alle normalen Verstärkerröhren sind nach 20 bis 30 Sekunden vom Netzstrom durchgeheizt. Dagegen benötigt die Zeilen-Endstufe 45...60 sec, bis sie voll aufgeheizt und in Gang gekommen ist. Diese Stufe liefert jedoch bei den heutigen Schaltungen eine wichtige Hilfsspannung für die automatische Verstärkungsregelung. Diese Hilfsspannung fehlt dann ebenfalls bis zu 45 sec nach dem Einschalten, und der Bild-Zf-Verstärker arbeitet mit höchster Verstärkung. Er wird übersteuert, und aus seiner viel zu hohen verzerrten Ausgangsspannung gelangen die 50-Hz-Synchronisierimpulse in den Tonteil und verursachen das unangenehme Knattern und Brummen. Um es zu verhindern, sperrt man entweder den Tonteil oder den Bild-Zf-Verstärker während des Anheizens.

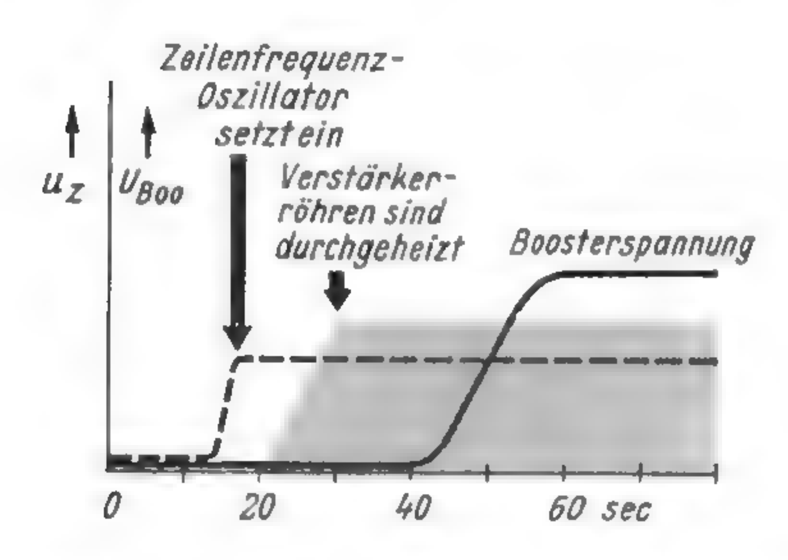


Bild 6,031
Verlauf der Zeilenoszillator- und der Boosterspannung nach dem Einschalten

Hierfür werden vorwiegend zwei Erscheinungen ausgenutzt. Sie sind in Bild 6,031 schematisch dargestellt.

1. Der Zeilenfrequenz-Oszillator schwingt meist schon nach 15 Sekunden kräftig an, selbst wenn die Oszillatorröhre noch nicht voll durchgeheizt ist.
2. Die Boosterspannung in der Zeilen-Endstufe baut sich erst nach 40 bis 60 Sekunden voll auf.

Bild 6,032 deutet die Möglichkeiten zum Sperren des Brummtones in den einzelnen Stufen an. Vom sehr frühen Anschwingen des Zeilenkipp-Oszillators wird in Bild 6,033 Gebrauch gemacht. Wie jeder Oszillator, erzeugt sich auch dieser im Betrieb automatisch eine negative Gittervorspannung. Beim Anschwingen setzt diese Vorspannung schlagartig ein, und ein Ladestoß ladet die Kondensatoren *C* 1 und *C* 2 über den Widerstand *R* 1 negativ auf. Die am Verbindungspunkt stehende Teilspannung gelangt über den Widerstand *R* 2 in Höhe von – 10...15 V an das Gitter der ersten Ton-Nf-Stufe und sperrt sie. Da sich der Kondensator *C* 2 über die hochohmigen Widerstände *R* 2 und *R* 3 nur sehr langsam entladen kann, fällt diese negative Sperrspannung erst nach etwa 30 Sekunden auf den normalen Wert der Vorspannung ab, die der Gitteranlaufstrom der Nf-Triode am Widerstand *R* 3 erzeugt.

Die Triode öffnet sich also von selbst, wenn die Ladung der Kapazität C 2 abgeflossen ist. Der Widerstand R 1 und die Kapazität C 2 bilden zugleich ein Siebglied. Der Kondensator C 2 schließt die Zeilenkippschwingung für den Nf-Kanal kurz, damit sie ihn im Betrieb nicht zustopfen kann.

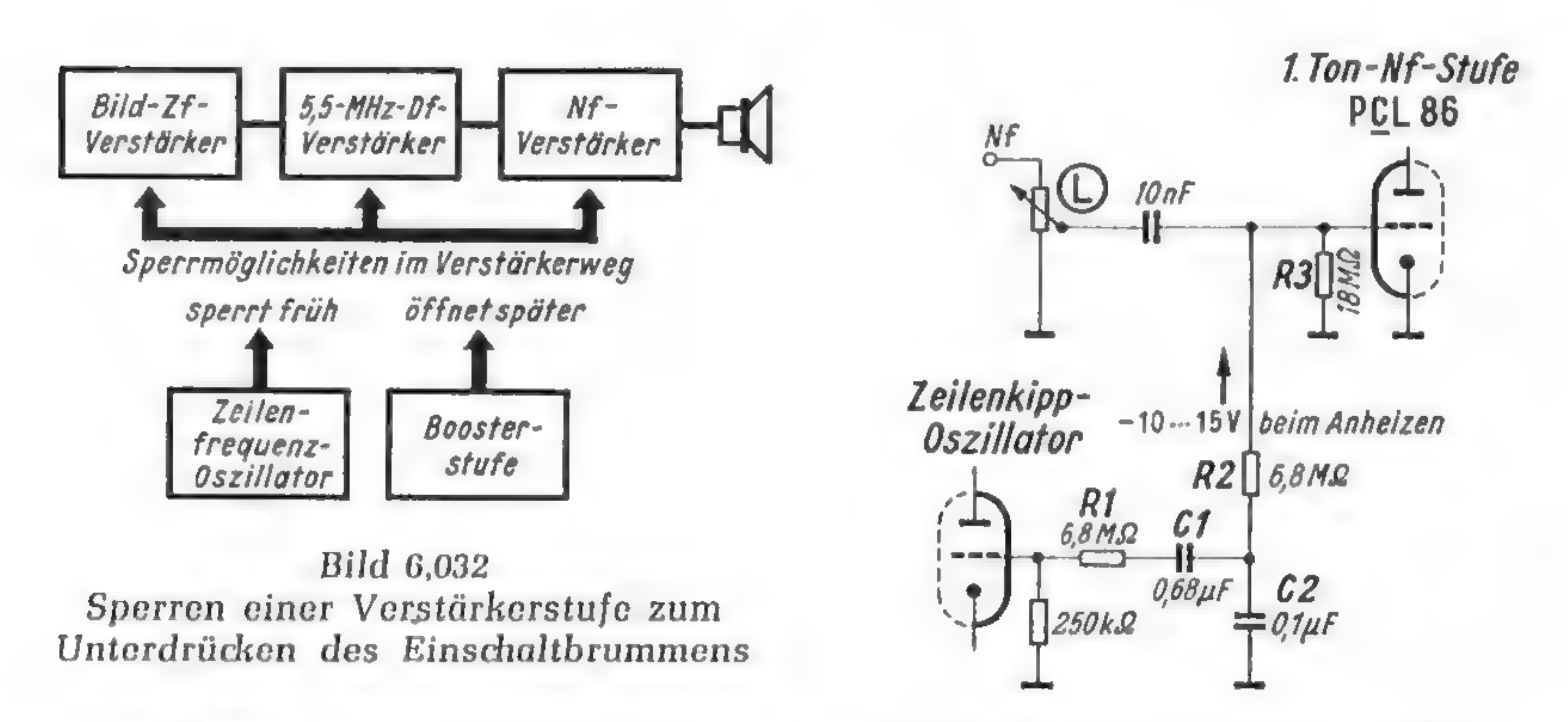


Bild 6,032
Sperren einer Verstärkerstufe zum Unterdrücken des Einschaltbrummens

Bild 6,033. Sperren der ersten Ton-Nf-Röhre beim Anheizen (Loewe-Opta)

In Bild 6,034 wird der späte Anstieg der Boosterspannung ausgenutzt, um den 5,5-MHz-Differenzfrequenz-Verstärker des Tonteiles zu entsperren. Die Röhre EF 80 arbeitet zugleich als Df-Verstärker und Begrenzer mit der sehr niedrigen Schirmgitterspannung[1]) von + 20 V. Diese Spannung wird über den hochohmigen Spannungsteiler R 1/R 2 von der Boosterspannung abgenommen. Da diese erst nach 40 Sekunden einsetzt, ist vorher das Schirmgitter über den Widerstand R 1 geerdet und die Verstärkung gesperrt.

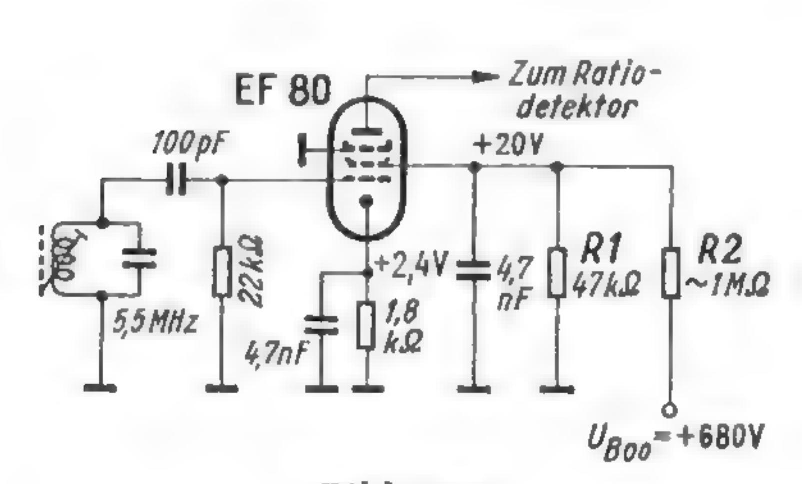


Bild 6,034
Entsperren einer Df-Stufe durch die Boosterspannung (Nordmende)

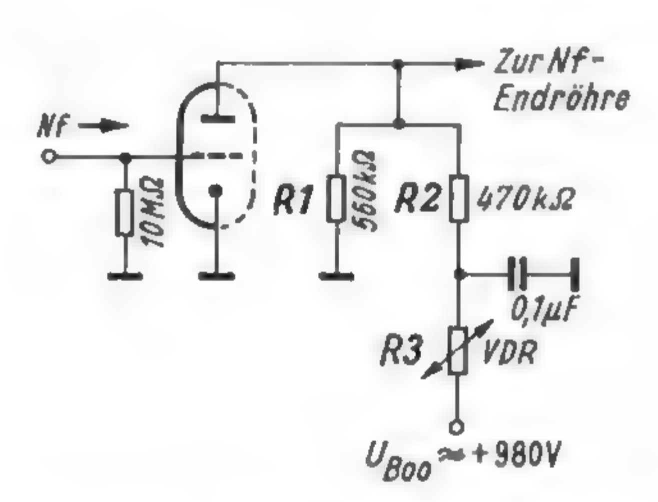


Bild 6,035
Entsperren der Nf-Vorstufe durch die Boosterspannung (Wega)

Ähnlich kann man auch die Anodenspannung der ersten Ton-Nf-Röhre aus der Boosterspannung beziehen, so daß die Röhre erst nach 40 Sekunden zu arbeiten beginnt. Dabei verwendet man in Bild 6,035 als Vorwiderstand R 3 zusätzlich einen VDR-Widerstand. Für niedrige Spannungen ist er sehr hochohmig (bis zu mehreren

[1]) Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 15,14

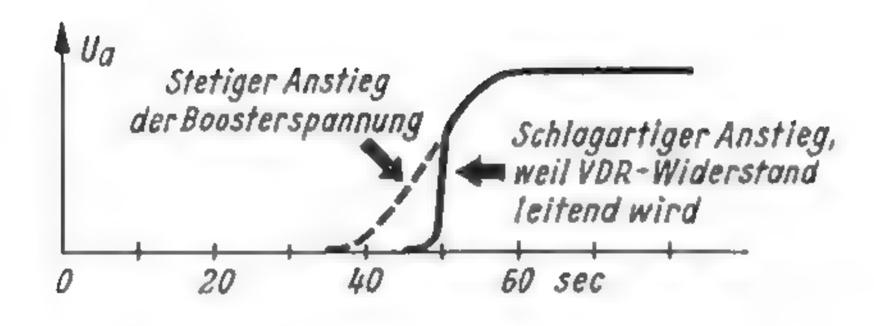


Bild 6,036
Schnelles Entsperren des Nf-Teiles mit Hilfe des VDR-Widerstandes im vorigen Bild

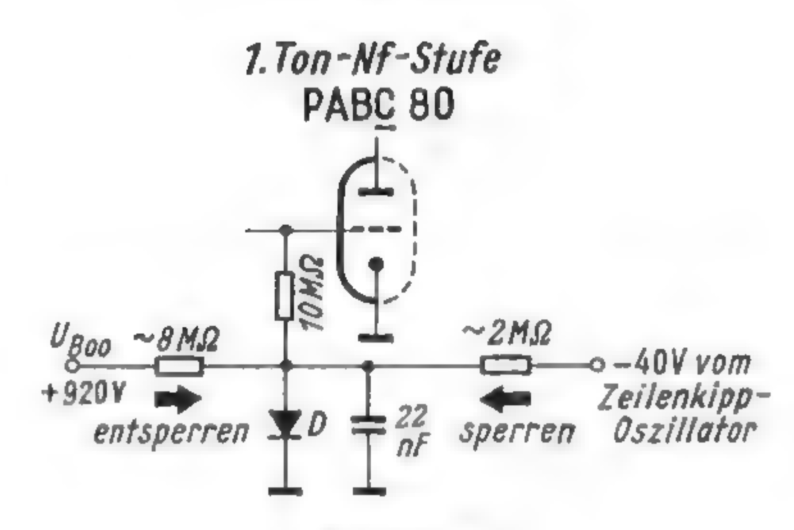


Bild 6,037
Entsperren der Ton-Nf-Stufe durch eine Schaltdiode (Blaupunkt)

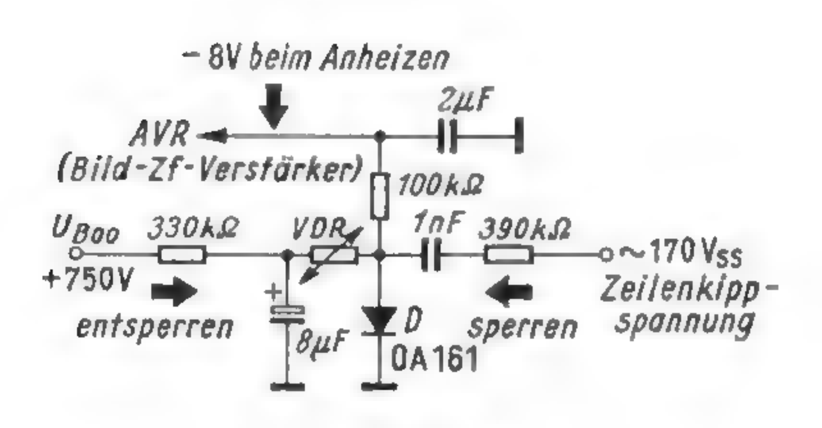


Bild 6,038
Sperren des Bild-Zf-Verstärkers beim Anheizen (Graetz)

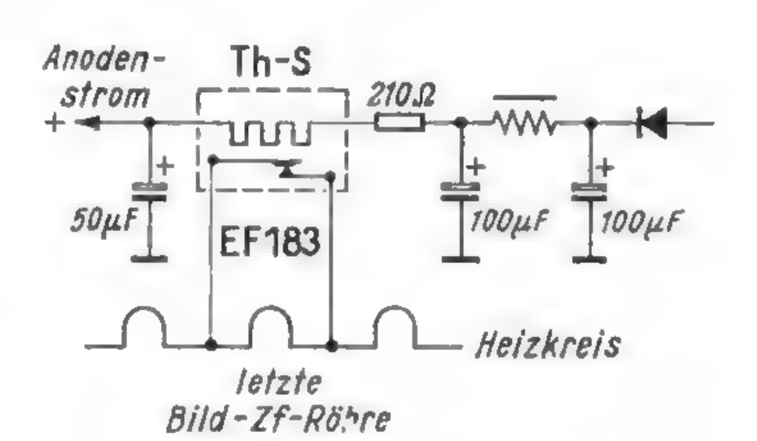


Bild 6,039
Verzögertes Anheizen einer Bild-Zf-Röhre durch einen Thermo-Schalter (Grundig)

Megohm), bei einigen hundert Volt bricht sein Widerstandswert auf einige Kiloohm zusammen. Er wird also schlagartig niederohmig, wenn die Boosterspannung auf einen bestimmten Wert angestiegen ist. Die Nf-Triode bleibt daher nach Bild 6,036 noch etwas länger gesperrt, wird aber dann sehr schnell in den arbeitsfähigen Zustand umgeschaltet.

Auf dem Gegeneinanderschalten zweier Spannungen beruht Schaltung Bild 6,037. Der Gitterableitwiderstand der ersten Ton-Nf-Röhre liegt über eine Germaniumdiode *D* an Masse. Sobald der Zeilenkipp-Oszillator anschwingt, liefert er, ähnlich Bild 6,033, eine negative Sperrspannung an das Gitter der Röhre. Die Diodenanode ist negativ, die Diode ist ebenfalls gesperrt, also hochohmig, und beeinflußt den Vorgang nicht. Nach 40 Sekunden setzt die positive Boosterspannung ein, die Diodenanode wird positiv, die Diode leitend, und sie schließt damit die negative Sperrspannung kurz. Der Fußpunkt des Gitterableitwiderstandes wird praktisch an Masse geschaltet, die Triode wird entsperrt und gibt den Nf-Kanal frei. Die Diode *D* arbeitet demnach als *Schaltdiode*, sie wirkt wie ein Schalter, der anfangs offen und während des Betriebes geschlossen ist.

Nach einem ähnlichen Prinzip arbeitet Bild 6,038. Hier wird jedoch keine negative Gleichspannung aus dem Zeilenkipposzillator entnommen, sondern die Zeilenkippspannung selbst. Die Diode *D* richtet sie gleich und erzeugt eine Spannung von etwa −8 V. Sie wird auf die Regelleitung des Bild-Zf-Verstärkers gegeben und sperrt diesen zu. Er kann also nicht übersteuert werden, und damit wird das Einschaltbrummen an der Quelle bekämpft und verhindert.

Um die Sperre nach etwa 40 Sekunden aufzuheben, gibt man ebenfalls die positive Boosterspannung auf die Diode *D*. Sie wird beim Einsetzen dieser Spannung leitend, und die negative Richtspannung kann nicht mehr zustande kommen, der Zf-Verstärker arbeitet normal. Der VDR-Widerstand bewirkt, daß die Diode wie in Bild 6,036 schlagartig in den leitenden Zustand geschaltet wird. Wenn also die Boosterspannung ansteigt, ändert sich an der Diode zunächst noch nichts. Erst bei einem Spannungswert von 300...400 V wird der VDR-Widerstand niederohmig und damit die Diode leitend. Der Ton bleibt also noch länger gesperrt als im vorigen Beispiel.

Ein gänzlich anderes Prinzip ist in Bild 6,039 dargestellt. In der Anodenstromleitung des Netzteiles liegt die Heizwicklung eines Thermo-Schalters. Sein Schaltkontakt schließt im kalten Zustand den Heizfaden der letzten Zf-Bildröhre EF 183 kurz. Nach dem Einschalten dauert es etwa 10 Sekunden, bis die Röhren soweit aufgeheizt sind. daß Anodenstrom zu fließen beginnt. Nach weiteren 10 Sekunden ist dann der Thermo-Schalter durchgewärmt, und sein Schaltkontakt öffnet sich. Bis dahin blieb jedoch die Bild-Zf-Röhre EF 183 ungeheizt, und der Bild-Zf-Verstärker war demzufolge gesperrt. Es dauert nun noch weitere 15 Sekunden, bis auch diese Röhre aufgeheizt ist. Inzwischen ist aber das gesamte Gerät in Gang gekommen, und das Einschaltbrummen wird vermieden.

Beim Sperren des Bild-Zf-Verstärkers wird das Übel an der Quelle bekämpft, außerdem wird verhindert, daß die letzte Zf-Röhre beim Anheizen infolge der Übersteuerung durch zu große Gitter- und Schirmgitterströme überlastet wird.

Bild 6,04. Tonteil mit einstufigem Df-Verstärker

Wie in Bild 6,021 wird die verstärkte Differenzfrequenz an der Anode der Video-Endröhre ausgekoppelt, über ein 5,5-MHz-Bandfilter auf das Gitter der Df-Pentode EF 80 gegeben und darin verstärkt. Ein RC-Glied im Gitterkreis und die niedrige

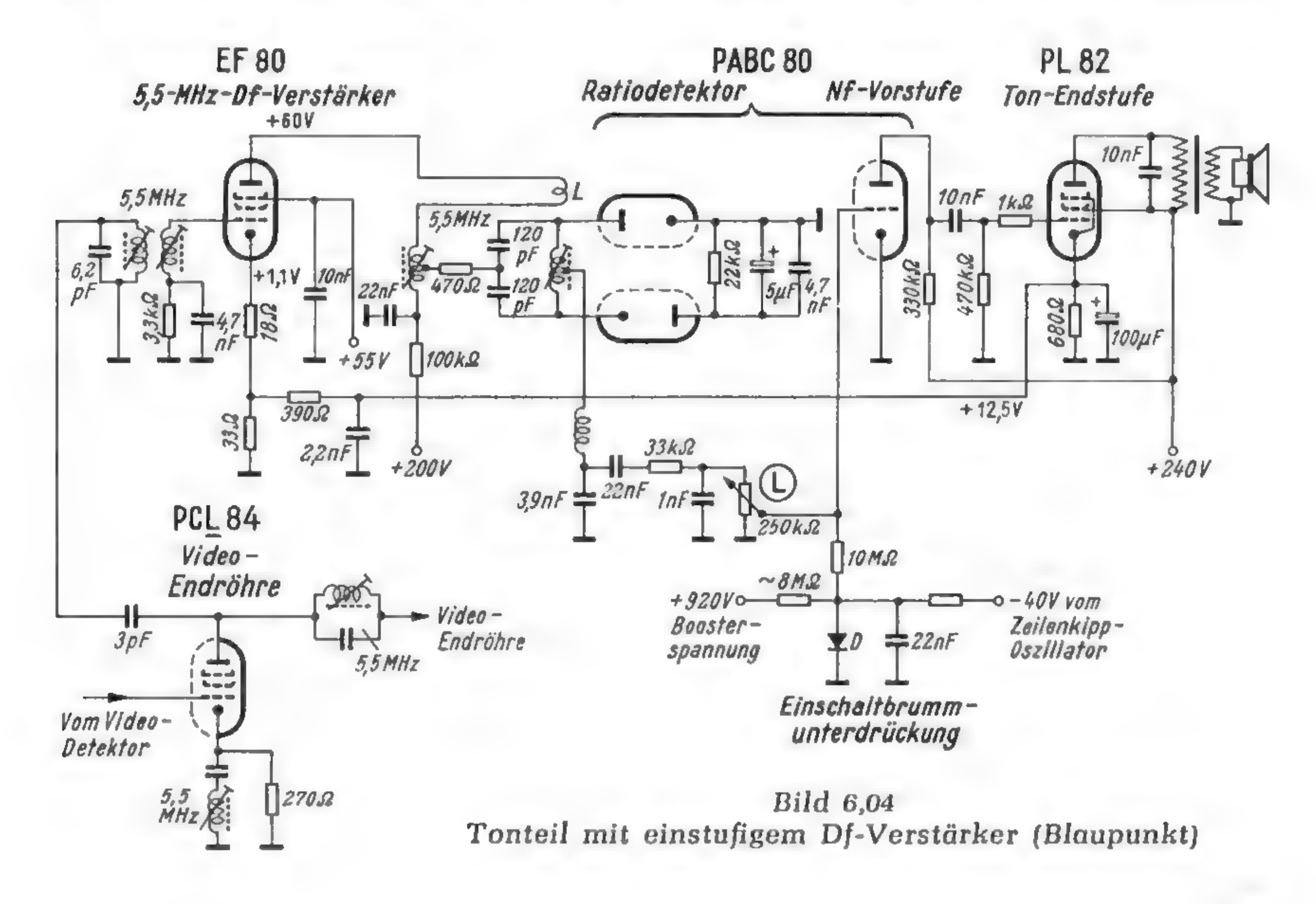


Bild 6,04
Tonteil mit einstufigem Df-Verstärker (Blaupunkt)

Schirmgitterspannung ergeben Begrenzerwirkung. Die Röhre erhält eine feste Katoden- bzw. Gittervorspannung aus dem Katodenwiderstand der Endröhre. Damit der Gitterkreis nicht verstimmt wird, auch wenn sich die dynamische Eingangskapazität infolge des sich ändernden Anodenstromes bei der Begrenzung konstant bleibt, wird eine Wechselstromgegenkopplung durch einen unverblockten Katodenwiderstand eingeführt (vgl. später Bild 8,05).

Die beiden Kreisspulen des Ratiodetektors sind über eine kleine Induktivität L gekoppelt. Die Schaltung des Nf-Teiles ist hier vereinfacht, ohne Klangeinstellung und Gegenkopplung, dargestellt. Am Gitterkreis der Nf-Vorstufe liegt die Einschaltbrumm-Unterdrückung nach Bild 6,037.

Der Tonteil eines Fernsehempfängers entspricht also im wesentlichen dem Zf-Teil und dem Nf-Teil eines FM-Rundfunkempfängers, nur daß anstelle der dort üblichen UKW-Zwischenfrequenz von 10,7 MHz oder 6,75 MHz hier die Frequenz 5,5 MHz tritt. Da die Hauptverstärkung im gemeinsamen Bild-Zf-Verstärker liegt, kann die Verstärkung für die Differenzfrequenz von 5,5 MHz geringer sein als für die Zwischenfrequenz im Rundfunkempfänger. Eine weitere Besprechung von Einzelheiten des Tonteiles erübrigt sich daher, hierfür sei auf das Buch *Funktechnik ohne Ballast* verwiesen.

Bild 6,05. Zweistufiger Df-Verstärker mit Transistoren

Der dargestellte zweistufige Df-Verstärker ist mit zwei Transistoren Typ AF 116 in Emitterschaltung und mit einem Diodenpaar 2 × OA 79 bestückt. Insgesamt werden drei Bandfilter für 5,5 MHz verwendet, das letzte ist als Ratiofilter ausgebildet. Der Ratiodetektor ergibt zusammen mit den Begrenzungseigenschaften der Transistoren

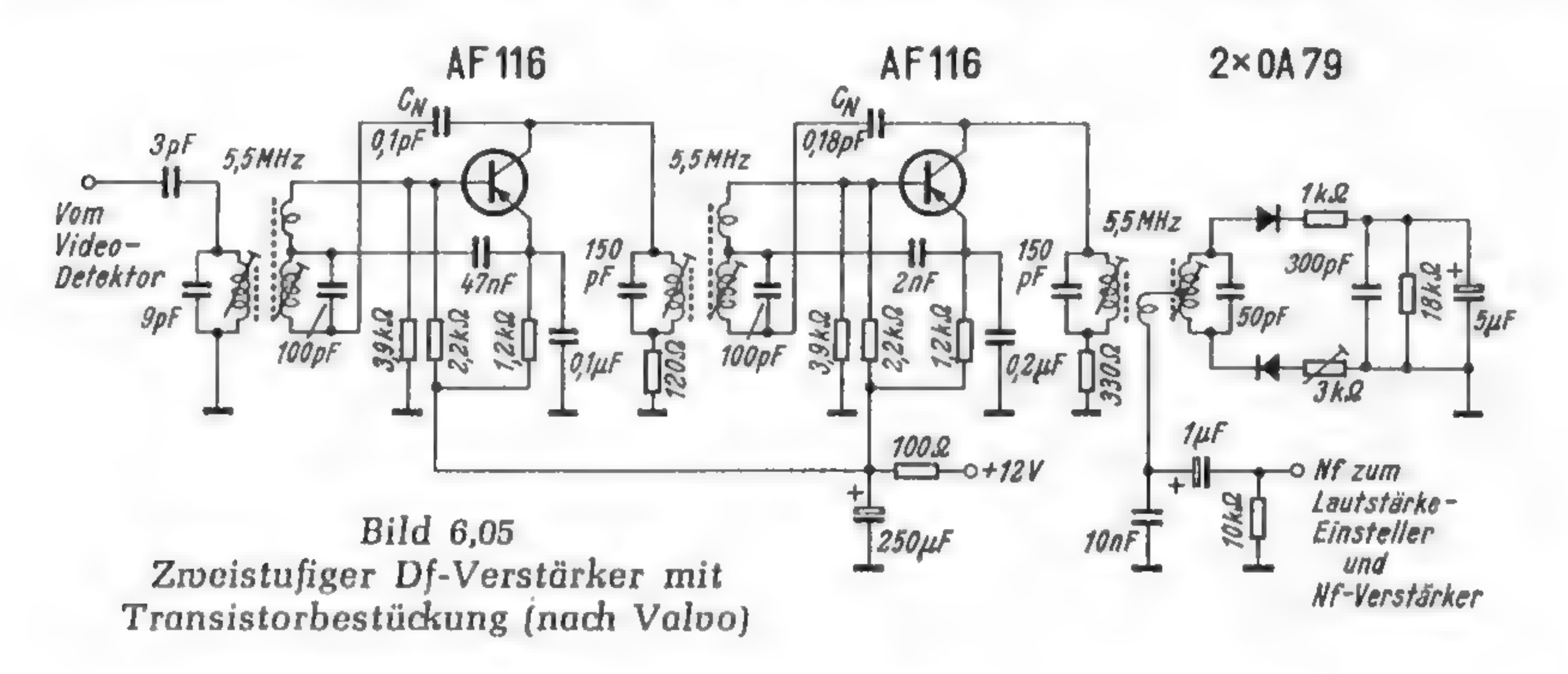


Bild 6,05
Zweistufiger Df-Verstärker mit Transistorbestückung (nach Valvo)

eine gute AM-Unterdrückung. Um ausreichende Verstärkung zu erzielen, werden die Transistoren mit einer Betriebsspannung von 12 V betrieben, und jede Stufe wird über einen Neutralisationskondensator C_N neutralisiert. Das Eingangsbandfilter wird über einen kleinen Kondensator von 3 pF an den Ausgang des Video-Detektors angeschlossen. Die Gesamtverstärkung bis zum Eingang des Ratiofilters ist etwa 1200fach. Sie reicht damit aus, um den folgenden Ton-Nf-Verstärker auszusteuern.

Bild 6,06. Paralleltonverfahren

Das Differenzträger-Verfahren hat den großen Vorteil, daß die Tonqualität fast unabhängig von der Empfängerabstimmung und damit auch von Frequenzwanderungen des UKW-Oszillators ist. Die für die Tonwiedergabe maßgebende zweite

Zwischenfrequenz von 5,5 MHz entsteht allein durch den Frequenzunterschied zwischen Bild- und Tonträger des Senders, und diese Sendefrequenzen können mit viel größerem Aufwand stabil gehalten werden. Die europäische 625-Zeilen-Norm und die amerikanische Fernsehnorm sind mit Vorbedacht auf diese Möglichkeit des Differenzträger-Verfahrens zugeschnitten. Man spart hierbei auch Verstärkerstufen, da der gesamte Zf-Teil und zum Teil auch der Video-Verstärker mit zur Tonverstärkung beitragen.

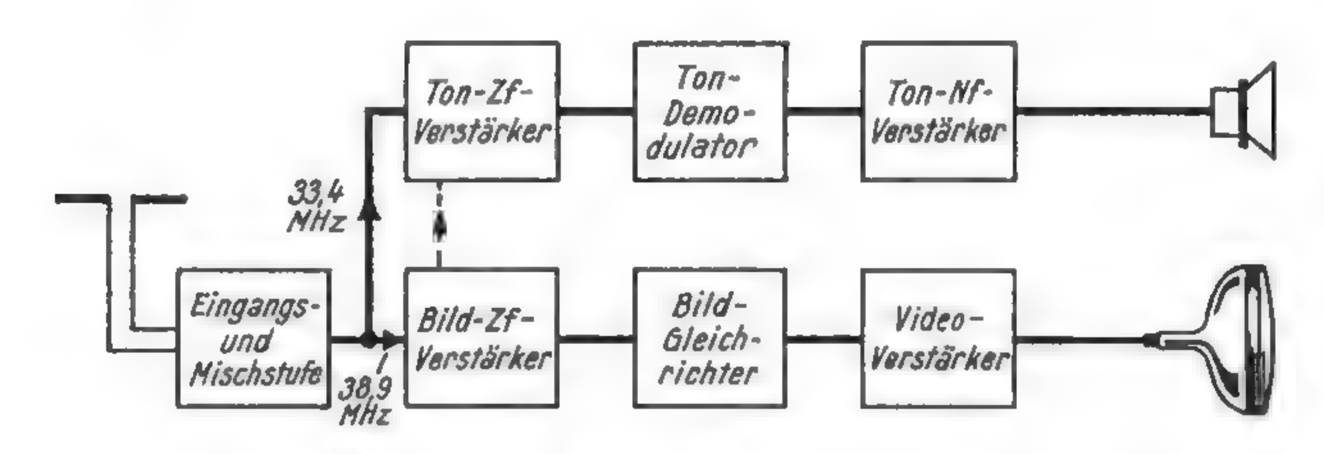


Bild 6,06
Beim Paralleltonverfahren wird die Tonzwischenfrequenz von 33,4 MHz gesondert verstärkt

Im Gegensatz zum Differenztonverfahren steht das Paralleltonverfahren. Hierbei wird unmittelbar hinter dem Eingangsteil oder aus der ersten Stufe des Bild-Zf-Verstärkers die Tonträger-Zwischenfrequenz, also z. B. 33,4 MHz, mit einem Resonanzkreis ausgekoppelt und in einem vollständig getrennten Ton-Zf-Verstärker verstärkt. Dieser Tonkanal liegt also *parallel* zum Bildkanal. Die Tonflanke der Bild-Zf-Durchlaßkurve kann also bei dieser Schaltung steil abfallen. Eine Tontreppe (vgl. Text zu Bild 6,01 auf Seite 120) ist nicht erforderlich.

Das Paralleltonverfahren ist bei den sogenannten Viernormen-Empfängern notwendig, mit denen man auch die französischen und belgischen Fernsehsender empfangen will. Diese Stationen arbeiten mit einer anderen Norm, bei der auch der Tonträger amplitudenmoduliert ist. Das Differenzträger-Verfahren läßt sich hierbei nicht anwenden, denn beim Mischen von zwei Trägern mit Amplitudenmodulation würde sich ein wüstes Tongemisch ergeben.

Bild 6,07. Schaltung eines Parallelton-Zf-Verstärkers

Die Firma Schaub-Lorenz entwickelte einen Nachrüstsatz, um normale Fernsehempfänger als Viernormen-Empfänger auszubauen. Der Bausatz enthält auch einen Parallelton-Zf-Verstärker für die französische und belgische Fernsehnorm mit AM-Tonmodulation. Der Verstärker ist mit zwei Zf-Transistoren und einem Nf-Transistor bestückt. Die Tonzwischenfrequenz wird über den Kondensator C aus dem Bild-Zf-Teil ausgekoppelt. Seine Kapazität beträgt nur 2,2 pF, damit die Kopplung recht lose ist und die Durchlaßkurve des Bildkanals von dem folgenden Ton-Zf-Kreis nicht beeinträchtigt wird. Bei den verschiedenen Normen ergeben sich folgende Ton-Zwischenfrequenzen:

Belgien und Luxemburg	33,4 MHz
Französische Norm im Bereich I und III	27,75 MHz
Französische Norm im Bereich IV und V	32,4 MHz

Die Bildzwischenfrequenz bleibt jedoch stets 38,9 MHz.

Zum Umschalten der Kreise auf die einzelnen Tonzwischenfrequenzen werden Kapazitätsdioden vom Typ BA 111 verwendet. Jede Diode erhält eine getrennt einstellbare Grundvorspannung. Beim Umschalten auf eine andere Frequenz wird diese Spannung mit geändert. Damit verstellt sich die Kapazität, und die Kreise werden umgestimmt. Diese Art der Umschaltung ist bei den hohen Frequenzen vorteilhaft, weil die „Schalterleitungen" nur Gleichstrom führen. Der Umschalter kann also an beliebiger Stelle im Gerät angeordnet werden. Das ist äußerst willkommen, weil normale Fernsehempfänger nachträglich mit diesem Verstärker ausgerüstet werden sollen.

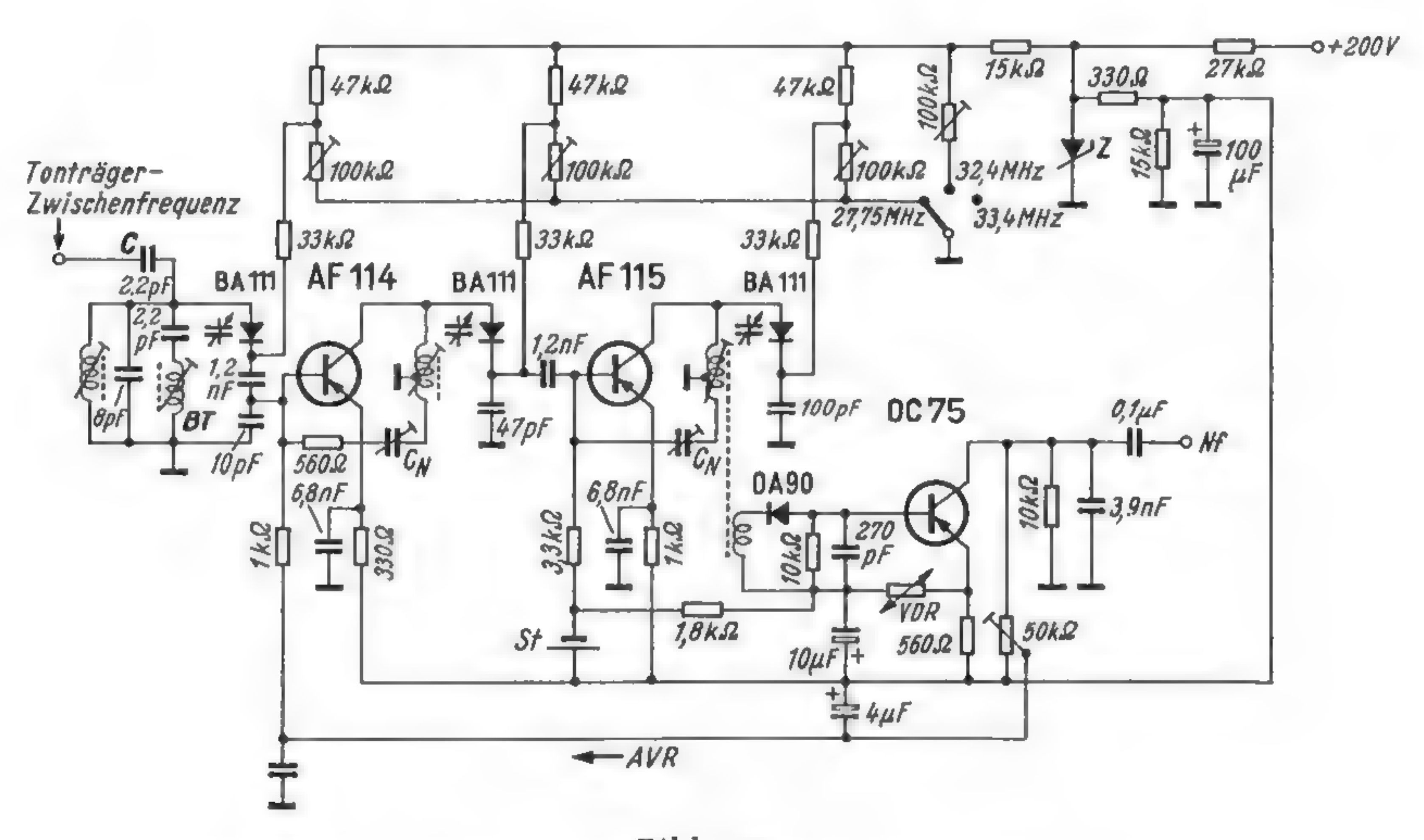


Bild 6.07
Parallelton-Zf-Verstärker mit Transistorbestückung (Schaub-Lorenz)

Die Betriebsspannung für den Ton-Zf-Verstärker wird aus den Röhrenstufen entnommen und beträgt daher + 200 V. Die Spannung wird heruntergeteilt und mit einer Zener-Diode Z stabilisiert, um Netzspannungsschwankungen unwirksam zu machen. Die stabilisierte Spannung speist die Widerstände für die Steuerung der Kapazitätsdioden, sie wird außerdem mit 330 Ω und 100 µF gesiebt und dient als Betriebsspannung der drei Transistoren. Die Basisspannung des zweiten und dritten Transistors wird zusätzlich durch eine Stabilisationszelle *St* festgehalten. und ein VDR-Widerstand stabilisiert den Basiskreis des Nf-Transistors OC 75. Dieser Transistor verstärkt zugleich die Nf-Spannung und die Regelgleichspannung des Diodenkreises. Die verstärkte Regelspannung tritt am 50-kΩ-Trimmwiderstand im Emitterkreis auf. Ein Teil davon wird zur automatischen Verstärkungsregelung auf die Basis des ersten Transistors zurückgeführt.

7. Etwas Regel- und Impulstechnik

Automatik-Schaltungen vereinfachen die Bedienung von Fernsehempfängern. Sie lassen sich meist auf das Prinzip der selbsttätigen Regelung zurückführen. Man versteht daher die Schaltungstechnik von Fernsehempfängern beträchtlich besser, wenn man sich mit den Grundzügen der Regeltechnik vertraut macht, einer Technik, die bereits lange vor den ersten Fernsehempfängern bestand. Leider werden jedoch im Sprachgebrauch die Worte *Regeln* und *Regler* mehrdeutig verwendet. Beim Fernsehempfänger kann dies zu Unklarheiten und Mißverständnissen führen. So nennt man die Anordnung zum *selbsttätigen* Anpassen des Bildkontrastes an die Raumhelligkeit eine Kontrastregel-Automatik oder kurz eine Kontrastregelung. Man bezeichnet als Kontrastregler aber auch den Drehknopf, an dem man von Hand den Kontrast einstellt. Im Schaltbild nennt man jedoch auch das Potentiometer, das sich an diesem Drehknopf befindet, einen Kontrastregler. Ähnlich ist es mit Lautstärkeregelungen und Lautstärkereglern.

Um solche Unklarheiten zu vermeiden, wird in diesem Buch nur eine *selbsttätige* Regelung als *Regelung* bezeichnet. Eine handbediente Anordnung dagegen ist eine *Steuerung* oder *Einstellung;* ein Regelwiderstand wird demzufolge *Stellwiderstand* oder, wenn er nur einmalig abgeglichen wird, *Trimmwiderstand* genannt. Dagegen wird die Bezeichnung *Regelröhre* beibehalten, denn solche Röhren werden im Fernsehempfänger vorwiegend für selbsttätige Regelschaltungen benutzt.

Diese Definitionen mögen alten Praktikern und auch dem Laien zunächst ungewohnt sein, man kommt jedoch bei den verwickelten Automatik-Schaltungen unserer Fernsehempfänger nicht mehr um eine exakte Begriffsbildung herum, und die jungen Fernsehtechniker und Serviceleute sollten sich diese Begriffe zu eigen machen, zumal sie im Normblatt DIN 19 226 festgelegt worden sind. Mit der Zeit prägen sich die exakten Definitionen so ein, daß man es als ausgesprochen falsch empfindet, wenn beispielsweise ein Lautstärke*einsteller* als Lautstärke*regler* bezeichnet wird.

Bild 7,01. Einstellen, Steuern und Regeln

Zwar nicht ganz im strengen Sinn des erwähnten Normblattes, aber als drastischer Anhaltspunkt seien die folgenden Bilder gegeben:

Bei der Bedienung eines Fotoapparates spricht man korrekt von der Entfernungs*einstellung,* wenn man mit der Hand an dem Ring dreht, mit dem das Objektiv auf die gewünschte Entfernung eingestellt wird (Bild 7,011). Beim Radioapparat dagegen hat sich der in unserem Fall ungünstige Ausdruck Lautstärkeregelung eingeführt, wenn man von Hand an dem Knopf dreht, mit dem die Lautstärke eingestellt wird.

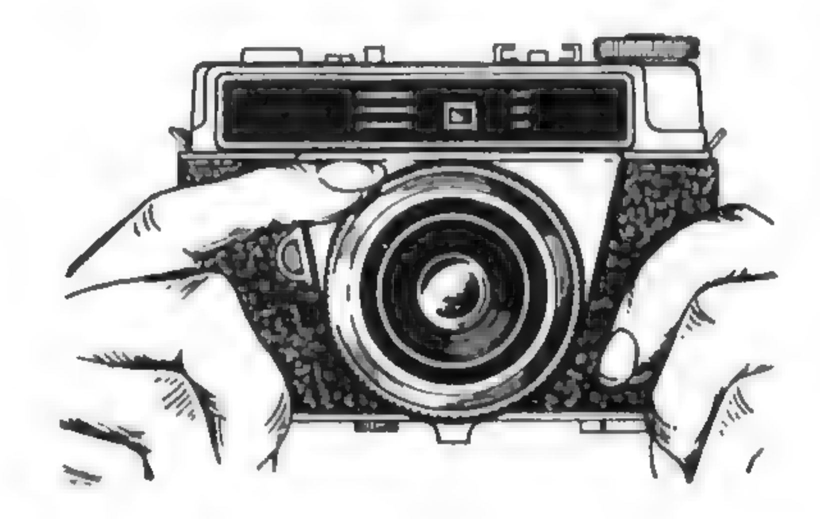


Bild 7,011
Hier wird die Entfernung eingestellt

Der Steuermann eines Schiffes *steuert* von Hand das Schiff mit dem Steuerrad *(Bild 7,012)*. Bei großen Schiffen dagegen ist eine automatische *Kursregelung* eingebaut, bei der das Schiff selbsttätig den vorgeschriebenen Kurs einhält. Anstelle des Steuerrades stehen dann nur einige Schaltschränke auf der Kommandobrücke. (Allerdings sind auch die Seeleute und Flieger inkonsequent, sie nennen die Kursregelung eine automatische Kurssteuerung.)

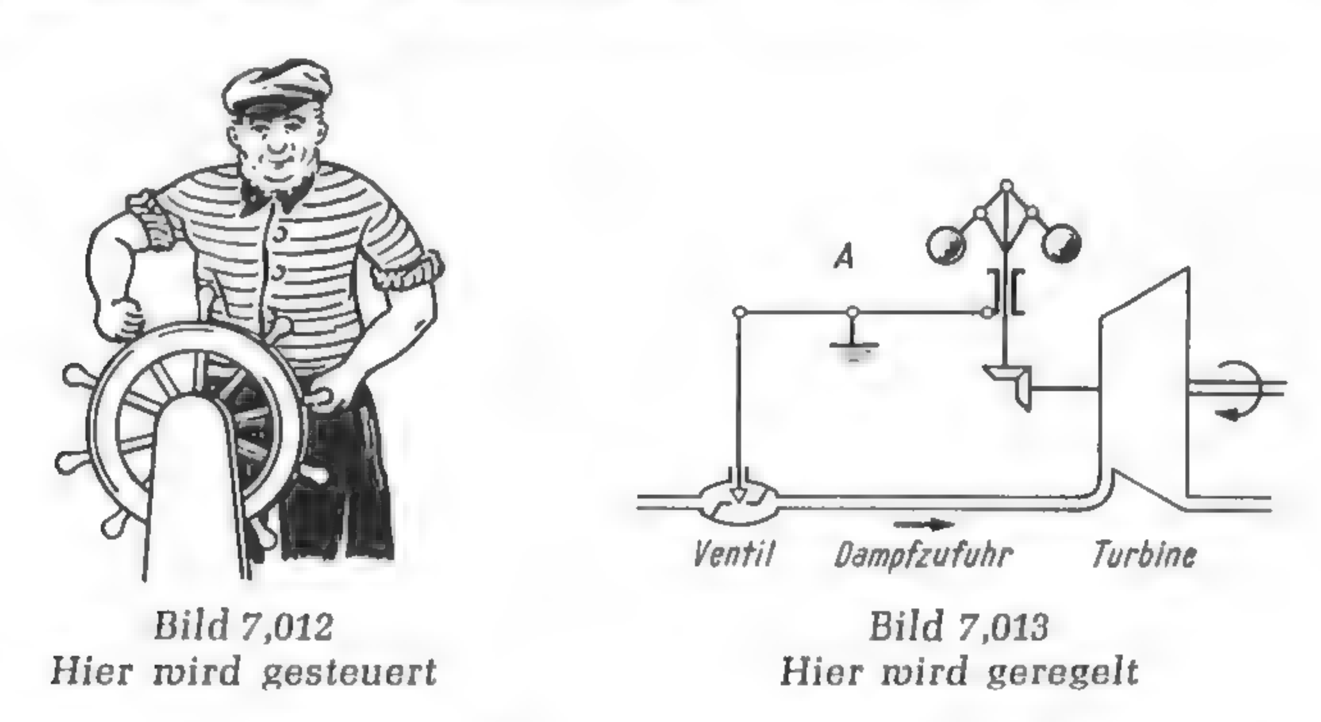


Bild 7,012
Hier wird gesteuert

Bild 7,013
Hier wird geregelt

Ein altes Beispiel eines echten Reglers ist der Zentrifugal-Regulator bei Dampfmaschinen. Er soll die Drehzahl einer Dampfmaschine selbsttätig konstant halten. Dieser Regler besteht nach Bild 7,013 aus zwei Schwungkugeln mit einem Gelenk; das Gelenk verstellt über den Hebelarm A eine Düse in der Dampfzuführung. Bei zu hoher Drehzahl fliegen die Kugeln durch die Schwungkraft mehr nach außen, sie ziehen dadurch den Arm A rechts nach oben, die Düse wird verengt, der Dampf gedrosselt, und die Maschine fällt wieder auf die Soll-Drehzahl zurück. Der Mensch braucht also bei normalem Betrieb nicht von Hand in den Vorgang einzugreifen, *hier wird selbsttätig geregelt!*

Nach DIN 19 226 gilt:

Die Regelung (das Regeln) ist ein Vorgang, bei dem der vorgegebene Wert einer Größe fortlaufend durch Eingriff auf Grund von Messungen dieser Größe hergestellt und aufrechterhalten wird.

Da man dann jedoch wieder einwenden könnte, auch der Steuermann regelt den Kurs fortlaufend auf Grund von Messungen, nämlich durch Beobachten des Kompasses, wollen wir hier enger definieren:

Die Regelung ist ein Vorgang, bei dem der Wert einer Größe **selbsttätig** *(automatisch) durch Eingriff auf Grund von Messungen auf einem Sollwert gehalten wird.*

Bild 7,02. Schema einer Steuerung

Eine Steuerung liegt also vor, wenn durch eine Einstellung oder einen Befehl in einen Wirkungsablauf eingegriffen wird, ohne daß die erzielte Änderung den Befehl beeinflußt. Man spricht dann von einem offenen Wirkungsablauf. Eine solche Steuerung kann durchaus auch ohne menschliche Mitwirkung erfolgen. Eine Steuerung mit offenem Wirkungsablauf ist z. B. die später zu besprechende Direktsynchronisierung von Kipposzillatoren. Hierbei befehlen die Synchronimpulse des Senders dem Kipposzillator eine bestimmte Frequenz. Weicht jedoch die Kippfrequenz stark ab, dann kehrt sie nicht selbsttätig auf den Sollwert zurück. Dagegen korrigiert die Dampfturbine ihre Drehzahlabweichung selbsttätig. Hierbei handelt es sich also um eine Regelung und nicht um eine Steuerung.

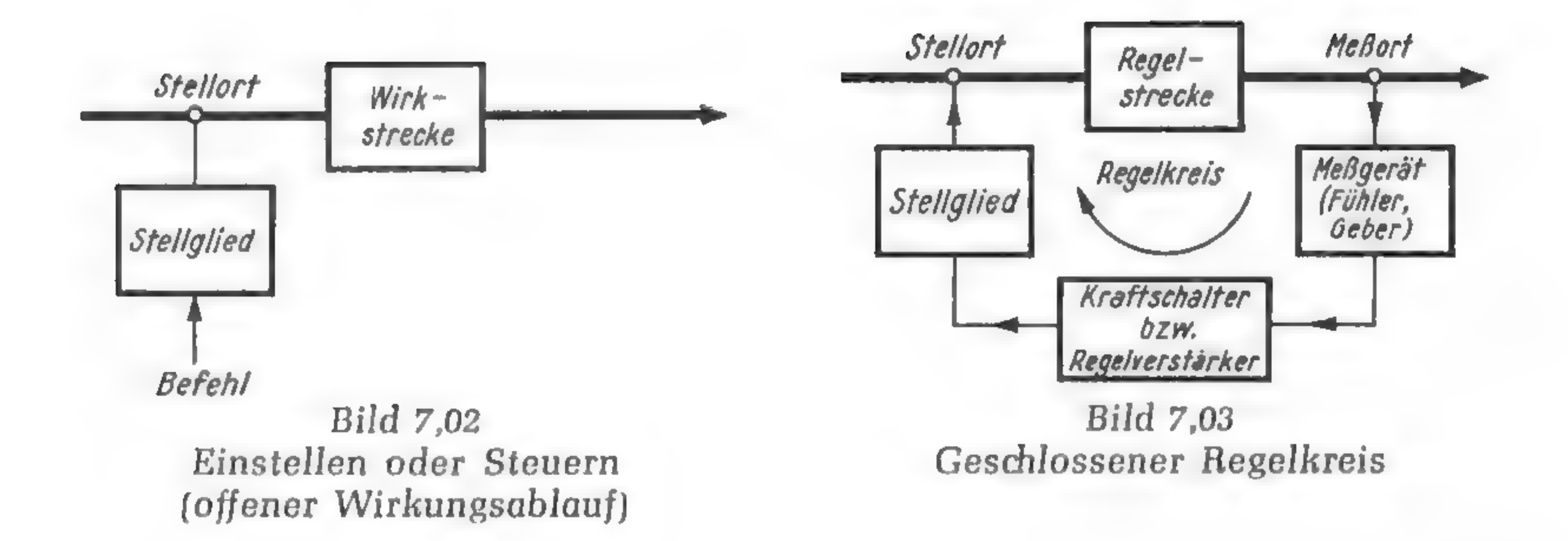


Bild 7,02
Einstellen oder Steuern
(offener Wirkungsablauf)

Bild 7,03
Geschlossener Regelkreis

Bild 7,03. Der Regelkreis

Eine Regelung besteht demnach stets aus einem in sich geschlossenen Wirkungs- oder Regelkreis. Die *Regelstrecke* liegt im eigentlichen zu regelnden Medium. Dies kann ein Dampfstrom in einer Energieanlage, eine Drehzahl oder Geschwindigkeit oder im Falle des Fernsehempfängers ein elektrisches Signal irgendwelcher Art sein. Am Ausgang der Regelstrecke, am *Meßort*, ist ein *Meßgerät* oder Meßwertaufnehmer angeordnet, der laufend den Ausgangswert der Regelstrecke mißt. Dieser Meßwertaufnehmer ist stets auch ein Meßwertwandler, der den gemessenen Wert in eine andere, zum Regeln geeignete Form bringt. Üblich ist auch der Ausdruck *Fühler*, denn ein Meßwertgeber fühlt gewissermaßen den zu messenden Wert ab. Der vom Fühler oder Meßwertwandler gelieferte Wert betätigt in der allgemeinen Regeltechnik einen Kraftschalter. Der Funktechniker sagt hierzu *Regelverstärker*. Und dieser wiederum betätigt ein *Stellglied*, das im Prinzip ebenfalls ein Umformer oder Wandler ist. Dieses Stellglied greift nun am Eingang der Regelstrecke (Stellort) an und beeinflußt sie in der Weise, daß die Ausgangsgröße laufend auf den Sollwert hingezogen wird – der Regelkreis ist geschlossen.

In der Empfängerschaltungstechnik wird bisweilen auf den Regelverstärker verzichtet, z. B. bei der automatischen Verstärkungsregelung im Rundfunkgerät. Hier ist der Meßwertwandler die Regeldiode am Ausgang des Zf-Verstärkers. Sie wandelt die Zf-Signalamplituden in eine proportionale Gleichspannung um. Diese Gleichspannung wird unmittelbar auf das Stellglied, nämlich als Gittervorspannung auf die Regelröhren gegeben.

In Bild 7,013, dem Schwungkraftregler der Dampfturbine, ist die Turbinenwelle der Meßort, das Fliehkraftpendel stellt den Fühler dar, Stellglied und Stellort werden durch das Ventil in der Dampfzuführung dargestellt. Der Dampf wird gedrosselt, die Turbinenwelle dreht sich langsamer, der Regelkreis ist geschlossen.

Bild 7,04. Regelkreis mit Sollwertgeber

Oft wird eine Regelung dadurch verfeinert, daß man einen genauen *Sollwert* für die Ausgangsgröße vorschreibt. Das Meßgerät wird dann zum Vergleichsgerät oder zur Vergleichsstufe. Der Fühler am Meßort stellt den Istwert fest, der Sollwertgeber liefert den gewünschten Sollwert, die Vergleichsstufe prüft die Abweichungen beider Werte voneinander und liefert eine entsprechende Stellgröße an das Stellglied, um die Abweichung zu Null zu machen.

Solche Regelungen mit Sollwertgeber sind alle Phasensynchronisier-Schaltungen im Fernsehempfänger. Verglichen wird die tatsächlich erzeugte Zeilenkippfrequenz am Zeilenausgangsübertrager mit der Frequenz der vom Sender kommenden Synchronisierimpulse. Aus der Abweichung wird eine Stellgröße erzeugt, die den Zeilenkipp-

Oszillator soweit verstellt, daß die Abweichung verschwindet und genau die Sollfrequenz erzeugt wird.

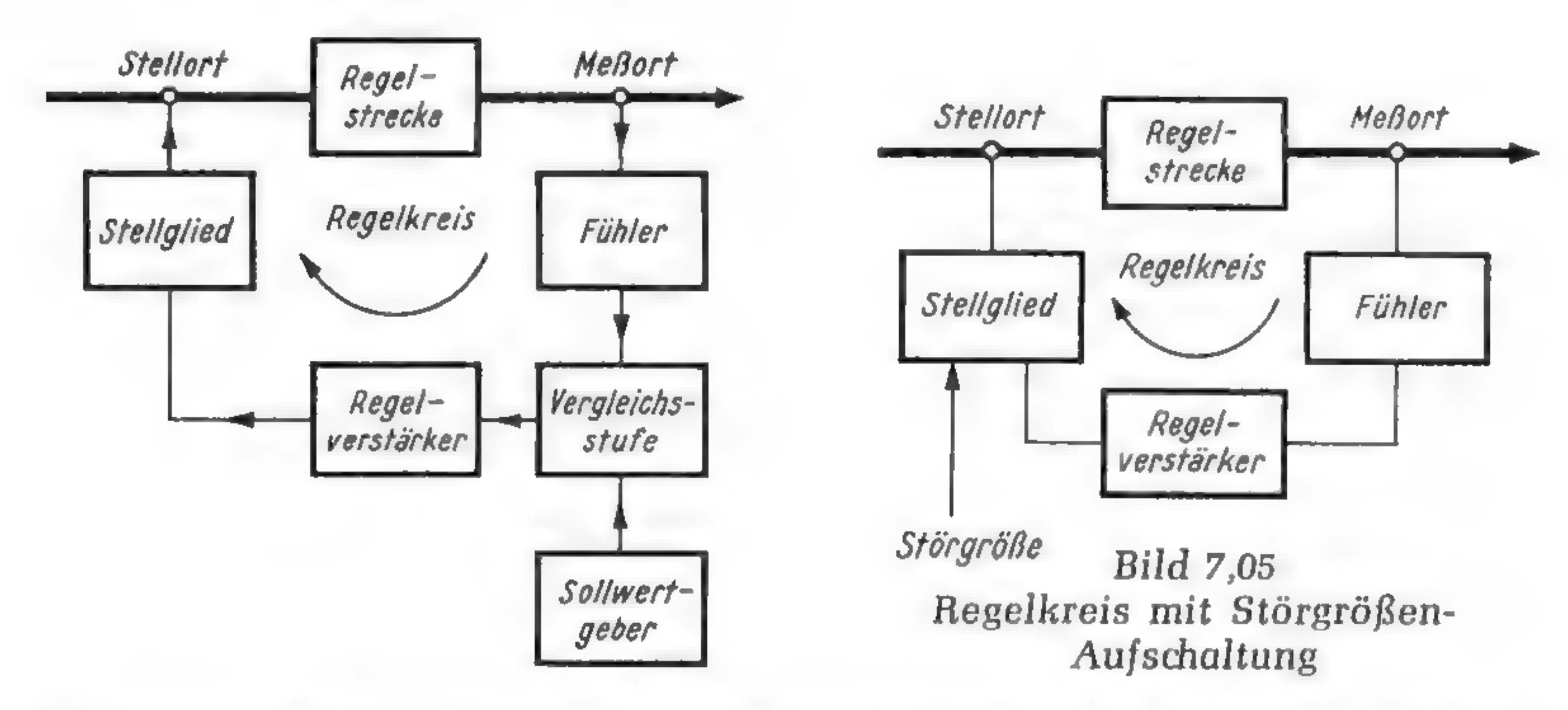


Bild 7,05
Regelkreis mit Störgrößen-Aufschaltung

Bild 7,04. Geschlossener Regelkreis mit Vergleichsstufe und Sollwertgeber

Bild 7,05. Regelkreis mit Störgrößen-Aufschaltung

Oft genügt ein geschlossener Regelkreis nicht, um alle Einflüsse auszuregeln. Bei einer Raum-Heizungsanlage beispielsweise soll die Temperatur der Zimmer mit Hilfe der Zentralheizungskörper (Radiatoren) konstant gehalten werden. Man fühlt die Raumtemperatur mit einem Thermostaten ab, dieser vergleicht, ob sie niedriger als der eingestellte Sollwert ist. Falls ja, schaltet er über ein Relais (Regelverstärker) den Ölbrenner am Heizkessel ein (Stellort). Die Wassertemperatur im Rohrsystem erhöht sich, die Radiatoren erwärmen das Zimmer bis zum Sollwert, und der Fühler schaltet dann ab. Der Regelkreis ist geschlossen.

Meist ist damit ein zweites Regelsystem kombiniert, um die Wassertemperatur nicht zu hoch werden zu lassen.

Sinkt nun die Außentemperatur sehr stark ab, dann muß jedoch das Heizwasser mehr erwärmt werden, um die Zimmertemperatur auf der gewünschten Höhe zu halten. Die Außentemperatur ist also die Störgröße. Man kann sie durch einen zweiten Fühler abtasten und bei sinkender Außentemperatur das Kesselwasser höher heizen lassen. Man nennt diese Anordnung *Störgrößen-Aufschaltung*. Hierbei handelt es sich nicht um einen geschlossenen Regelkreis, denn die Heizung kann und soll keinesfalls die Außentemperatur ausgleichen. Hier liegt vielmehr ein offener Wirkungsablauf vor, also eine Steuerung nach Bild 7,02.

In der Fernsehempfänger-Schaltungstechnik beruht die Raumlichtanpassung (Bild 8,12) auf einer solchen Störgrößen-Aufschaltung.

Bild 7,06. Proportional-Regler

Das Beispiel der Dampfturbinenregelung Bild 7,013 läßt erkennen, daß bei einer solchen Art der Regelung stets eine gewisse Restabweichung bestehen bleiben muß, damit das Ventil verschiedene Stellungen zum „Regulieren“ einnehmen kann. Das gleiche ist bei einer automatischen Verstärkungsregelung in Empfängern der Fall. Um bei hoher Eingangsspannung eine größere Regelspannung zu liefern, muß am Fühler (Regeldiode oder Diskriminator) der Meßwert ebenfalls höher sein. Die Stellgröße ist also proportional der Regelgröße, und nach dem Anfangsbuchstaben P

von Proportional nennt man einen solchen Regler *P-Regler*. Bild 7,061 und 7,062 sollen dies deutlichmachen. Darin bedeuten: S = Regelstrecke, R = Regler, X = Abweichung vom gewünschten Wert, Y = Stellgröße, Z = Störgröße.

Bild 7,061 arbeitet noch ohne Regler. Die Störgröße Z von zehn willkürlichen Einheiten erzeugt auch eine Abweichung von zehn Einheiten am Ausgang der Strecke. Es gilt also X = Z. In Bild 7,062 wurde ein Regler hinzugefügt, der nach der Proportion Y = 9 X als Proportional-Regler arbeitet. Dann wird

$$X = Z - Y = Z - 9\,X$$

d. h. für eine Störgröße Z = 10 ergibt sich nur noch eine Abweichung X = 1 (Bild 7,063).

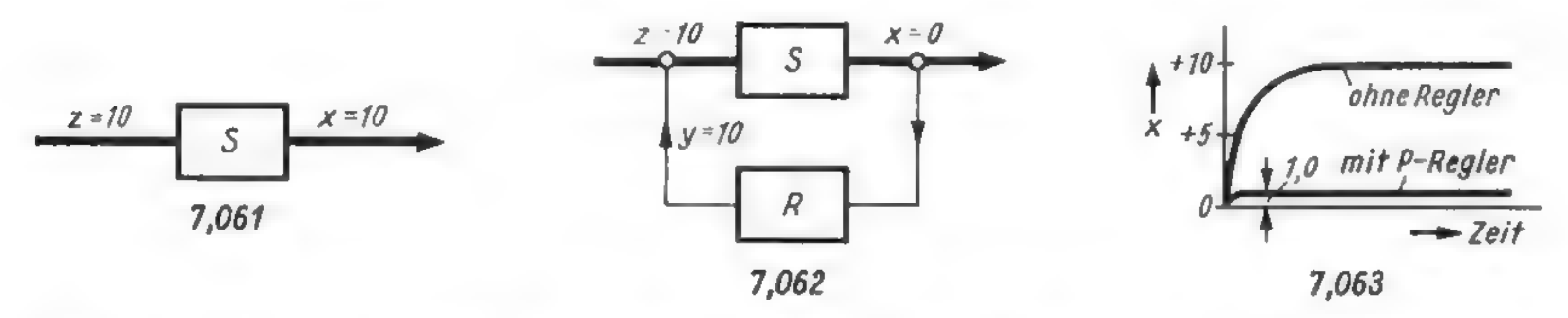


Bild 7,06. Proportionalregler; 7,061 = Strecke ohne Regler, 7,062 = Strecke mit P-Regler, 7,063 = zeitliches Verhalten des P-Reglers

Bild 7,07. Integral-Regler

Bild 7,071 stellt das Verhalten eines I-Reglers dar. I-Regler ist die Abkürzung von Integral-Regler. Das lateinische Wort integer bedeutet *ganz*, wie auch noch in Bild 9,18 besprochen wird. Ein Integral-Regler, kurz als I-Regler bezeichnet, soll eine Störung gänzlich ausregeln[1]). In der Blockschaltung erzeugt die Störgröße Z = 10 eine Stellgröße Y = 10. Damit wird die Abweichung X am Ausgang zu Null.

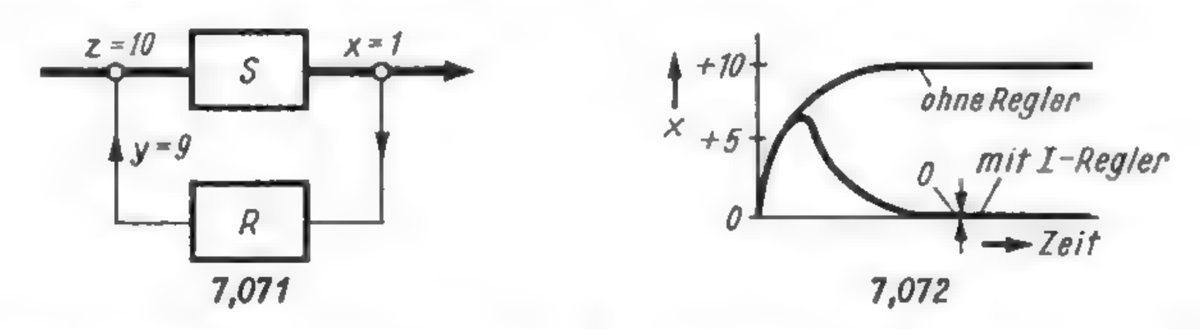


Bild 7,07. Integralregler; 7,071 = Schema des I-Reglers, 7,072 = zeitliches Verhalten des I-Reglers

In Bild 7,072 ist das zeitliche Verhalten gegenübergestellt. Bei einer sprunghaften Änderung der Eingangsgröße kann die Ausgangsgröße nicht sofort auf ihren neuen Endwert springen, sondern nähert sich ihm allmählich. Diese *zeitliche Verzögerung* ist auch beim P-Regler vorhanden. Sie wird bei der automatischen Verstärkungsregelung z. B. durch die Zeitkonstante der Siebglieder in der Regelleitung verursacht. Die Kondensatoren müssen dabei erst auf die neue Stellgröße umgeladen werden, wenn sich die Eingangsspannung sprunghaft ändert. Diese zeitliche Verzögerung läßt sich jedoch so kurz halten, daß sie beim Empfang nicht auffällt, sie muß sogar vorhanden sein, damit nicht Eingangsspannungsänderungen durch die Modulation ausgeregelt werden.

[1]) Der Regeltechniker definiert den I-Regler anders, doch sei hier diese für den Funktechniker einleuchtendere Definition gestattet.

Bild 7,08. Regelung mit Schwellenwert

Viele Regelungen sollen erst von einem bestimmten Schwellenwert an wirksam werden. Bei der Dampfturbine Bild 7,013 muß man beim Anfahren von der Drehzahl Null bis zum gewünschten Wert hochfahren, ohne daß die Regelung bereits die Dampfzufuhr drosselt. Man erreicht dies, indem man den Ventilkegel so justiert, daß bei geringen Drehzahlen stets der volle Dampfstrom durchtreten kann. Erst beim Schwellenwert beginnt sich das Ventil allmählich zu schließen, und die Drehzahl wird stabilisiert.

Das bekannteste Beispiel einer Regelung mit Schwellenwert in der Empfängertechnik ist die automatische Verstärkungsregelung. Wenn die Hf-Eingangsspannung des Empfängers sehr klein ist, dann soll die Verstärkung noch nicht heruntergeregelt werden, sondern erst wenn sie eine bestimmte Schwelle, einen Schwellwert, überschritten hat und am Demodulator eine so hohe Spannung entsteht, daß die Endröhre voll ausgesteuert wird. Für diese Arbeitsweise hat sich in der Empfängerschaltungstechnik der Ausdruck *verzögerte Regelung* eingeführt. In der Regelungstechnik versteht man jedoch, wie vorher besprochen, unter Verzögerung das zeitliche Nachhinken einer Regelung infolge irgendwelcher Trägheiten. Es wäre daher zweckmäßig, um bei den immer mehr ineinandergreifenden verschiedenen Gebieten der Technik nicht mit verschiedenen Sprachen zu reden, der älteren Regeltechnik den Vorrang zu lassen und den Begriff der verzögerten Regelung nur für zeitliche Verzögerungen anzuwenden. Das was der Funktechniker als verzögerte Regelung bezeichnet, ist jedoch eine Regelung, die bei einem Schwellenwert, kurz auch als Schwellwert bezeichnet, einsetzt. Für die später in Bild 8,10 behandelte Verzögerungsdiode wurde deshalb bisweilen auch schon der Ausdruck Schwellwertdiode benutzt. Andere Verfasser sprechen von Begrenzerdiode, weil sie die Ausgangsspannung auf einen bestimmten Weg begrenzt.

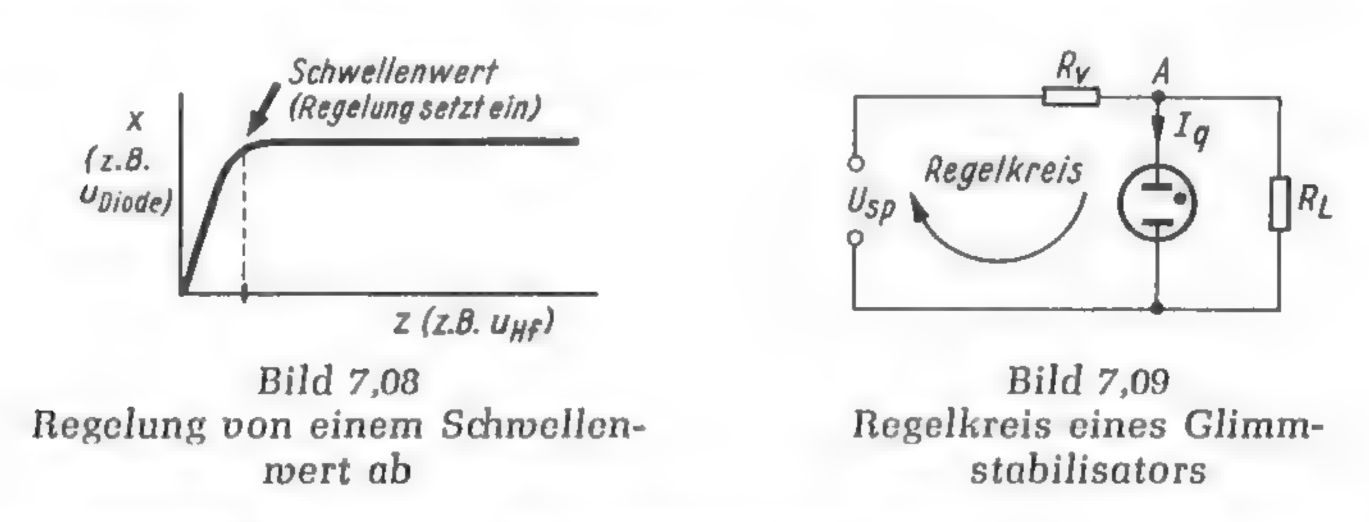


Bild 7,08
Regelung von einem Schwellenwert ab

Bild 7,09
Regelkreis eines Glimmstabilisators

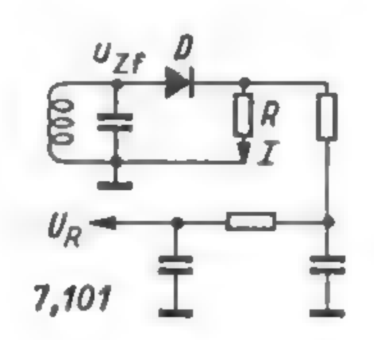
Bild 7,09. Regelung mit Hilfe einer Glimmstrecke

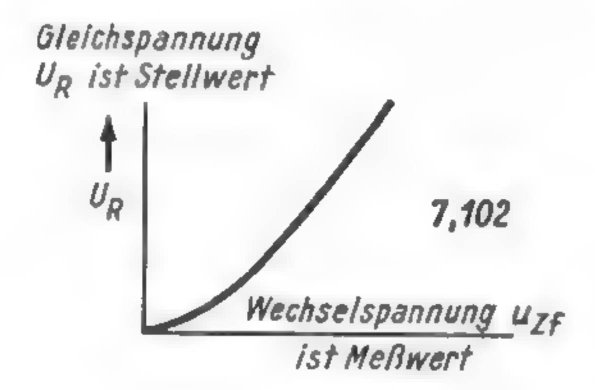
Bisweilen sind Regelkreise nicht so klar zu erkennen wie in den bisherigen Blockschaltungen. Trotzdem lassen sich viele Vorgänge auf Regelschaltungen zurückführen. Der bekannte Glimmröhrenstabilisator zum Konstanthalten von Gleichspannungen arbeitet z. B. folgendermaßen: Beim Ansteigen der Spannung am Punkt A infolge höherer Speisespannung oder geringerer Belastung R_L bedeckt sich eine größere Fläche der Glimmröhrenkatode mit Glimmlicht. Man kann dies also als Fühlerwirkung auffassen. Je größer die Glimmlichtbedeckung ist, desto größer wird aber der Querstrom I_q durch die Röhre. Dieser größere Strom erzeugt am Widerstand R_v einen höheren Spannungsabfall, und damit sinkt das Potential am Punkt A ab, bis sich der durch die Eigenschaften der Glimmröhre bedingte Wert der Ausgangsspannung eingependelt hat. Der Querstrom der Röhre ist demnach der Stellwert, und der Vorwiderstand R_v ist zugleich Regelstrecke und Stellglied. Der Regelkreis schließt sich über die Speisespannungsquelle U_{sp}.

Bild 7,10. Diode als Meßwertwandler für Spannungsamplituden

Die Funktion ist allgemein aus der Empfängerschaltungstechnik bekannt. Die Diode D richtet die Zf-Spannung u_{Zf} gleich, der Richtstrom durchfließt den Widerstand R.

Bild 7,10
Diode als Meßwertwandler für Hf-Spannungen





Die daran abfallende Spannung wird gesiebt und dient als Regelgleichspannung U_R. Der Zusammenhang von U_R und u_{Zf}, also die Funktion als Meßwertwandler, ergibt sich aus der Diodenkennlinie Bild 7,102. Man fühlt mit der Diode die Höhe der Zf-Spannung ab und gewinnt daraus den Stellwert. Hierbei handelt es sich um einen P-Regler, eine gewisse Restabweichung am Widerstand R bei verschiedenen Eingangsspannungen muß bestehen bleiben.

Bild 7,11. Diskriminator als Meßwertwandler für Frequenzabweichungen

Um Frequenzabweichungen zu messen, benutzt man die aus der UKW-Rundfunkempfängertechnik bekannten Demodulator-Schaltungen in ihren verschiedenen Abwandlungen. Ein solcher Diskriminator setzt Frequenzänderungen in Gleichspannungsänderungen um, und zwar in Form der vom Abgleichen mit dem Wobbler

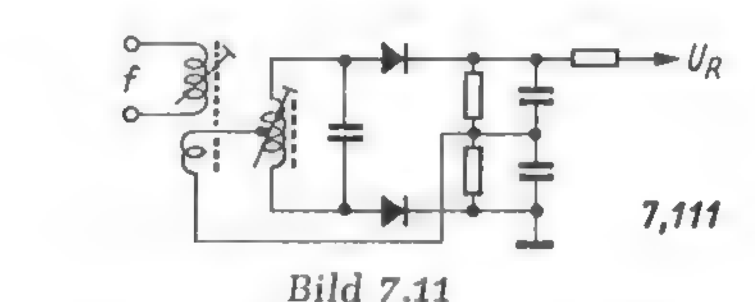
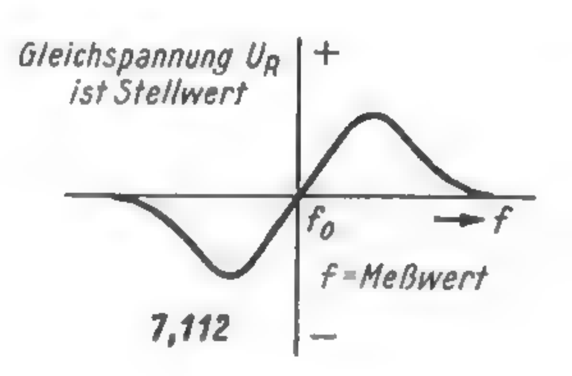


Bild 7,11
Diskriminator als Meßwertwandler für Frequenzen



bekannten S-Kurve, Bild 7,112. Diskriminatoren dienen hauptsächlich zur automatischen Frequenzregelung (AFR), auch als automatische Feinabstimmung (AFA) bezeichnet. Diese Regler sind I-Regler, im ausgeregelten Zustand wird die Frequenzabweichung zu Null.

Bild 7,12. Koinzidenzstufen, Und-Gatter

Koinzidenz bedeutet das Zusammentreffen zweier Ereignisse, die gemeinsam einen bestimmten Effekt ergeben, einzeln dagegen wirkungslos bleiben. Schematisch ist ein Koinzidenzkreis in Bild 7,121 dargestellt. Ein Strom kann nur fließen, wenn beide Schalter geschlossen sind.

In der Technik elektronischer Datenverarbeitungsanlagen, volkstümlich als Elektronenrechner bezeichnet, finden Koinzidenzschaltungen als *Addierstufen* vielfältige Verwendung. Man nennt sie dort *Und-Gatter*, weil sie ein Tor (Gatter) darstellen, durch das nur Strom gelangen kann, wenn Schalter 1 *und* Schalter 2 geschlossen sind. Elektronische Koinzidenzkreise sind also ein Teilgebiet der Impulstechnik. Sie werden in diesem Buch im Kapitel Regeltechnik mit erwähnt, weil solche Koinzidenzstufen an verschiedenen Stellen im Fernsehempfänger als Fühler, Vergleichsschaltungen oder Meßwertwandler verwendet werden.

Bild 7,122 zeigt das Schema einer Röhren-Koinzidenzstufe. Anodenstrom kann nur fließen, wenn beide in Ruhe gesperrten Gitter gleichzeitig durch positive Impulse geöffnet werden. Man kann auch nach Bild 7,123 eine Triode ohne Anodengleichspannung nur mit positiven Spannungsimpulsen am Gitter und an der Anode steuern. Treffen sie zur gleichen Zeit ein, dann fließt Anodenstrom.

Für die Strecke Katode – Anode betrachtet, wirkt die Röhre als Gleichrichter nach Bild 5,053. An der Anode entstehen also negativ gerichtete Spannungsstöße, die man glätten und als negative Regelspannung verwenden kann. Die Größe des

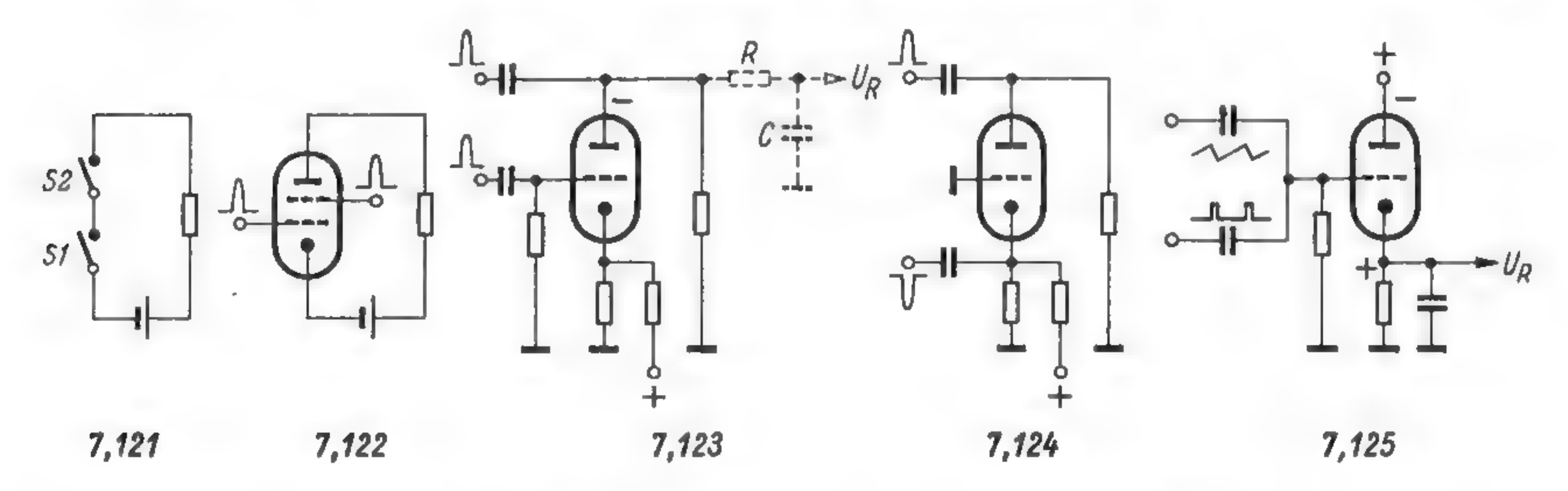


Bild 7,12
Koinzidenzschaltungen; 7,121 = Prinzip, 7,122 = Koinzidenzröhre mit Steuerung an verschiedenen Gittern, 7,123 = Koinzidenzröhre am Gitter und an der Anode gesteuert, 7,124 = Koinzidenzröhre an Katode und Anode gesteuert, 7,125 = Koinzidenzröhre mit beiden Impulsen am Gitter gesteuert

Anodenstromes hängt wie bei jeder Röhre von der Spannung am Gitter ab. Man kann demnach mit der Höhe der Impulse am Gitter die Größe des gleichgerichteten Stromes beeinflussen und bezeichnet deshalb auch die Anordnung als *gesteuerten Gleichrichter*.

Da das Gitter eine hohe negative Vorspannung haben muß und andererseits in den Impulspausen kein Anodenstrom fließt, kann man die Vorspannung nicht allein durch einen Katodenwiderstand erzeugen, sondern muß die Katode durch einen Spannungsteiler aus der Anodengleichspannung des übrigen Gerätes stark positiv anheben.

Eine Koinzidenzröhre kann auch nach Bild 7,124 mit negativ gerichteten Impulsen an der Katode gesteuert werden, um das Gitter zum Entkoppeln der beiden Impulsspannungsquellen an Masse zu legen. In Bild 7,125 ist eine andere Art der Koinzidenzschaltung dargestellt. Hierbei werden beide Impulsreihen, von denen die eine aus einer Sägezahnspannung besteht, auf das gleiche stark negativ vorgespannte Gitter gegeben. Die Amplitude eines Impulses allein genügt jedoch nicht, um das Gitter aufzustoßen. Erst wenn beide Scheitelwerte gleichzeitig eintreffen und ihre Amplituden sich addieren, kann ein Anodenstrom fließen. Die gewünschte Regelspannung wird hier an einem hochohmigen Katodenwiderstand erzeugt und abge-

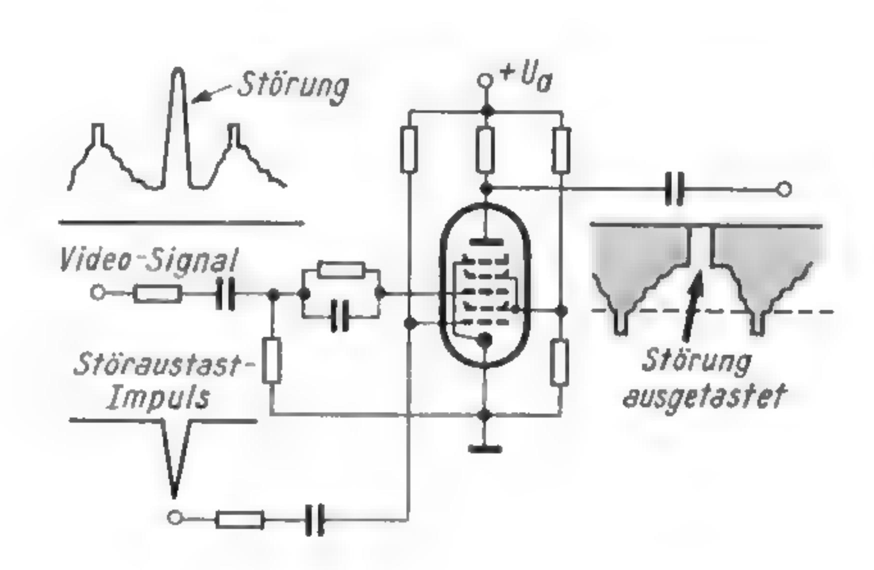
griffen. Der Katodenkondensator ladet sich dabei auf den Spitzenwert der addierten Impulse auf und erzeugt somit selbsttätig die erforderliche große negative Gittervorspannung.

Im Fernsehempfänger beruhen die getastete Regelung und verschiedene Frequenz-Nachregelschaltungen im Ablenkteil auf den hier schematisch dargestellten Koinzidenzschaltungen. Bei der getasteten Regelung dient das Gitter bzw. die Katode als Fühler für die Größe der Signalspannung, und die Koinzidenzstufe arbeitet als gesteuerter Gleichrichter bzw. Regelspannungsverstärker.

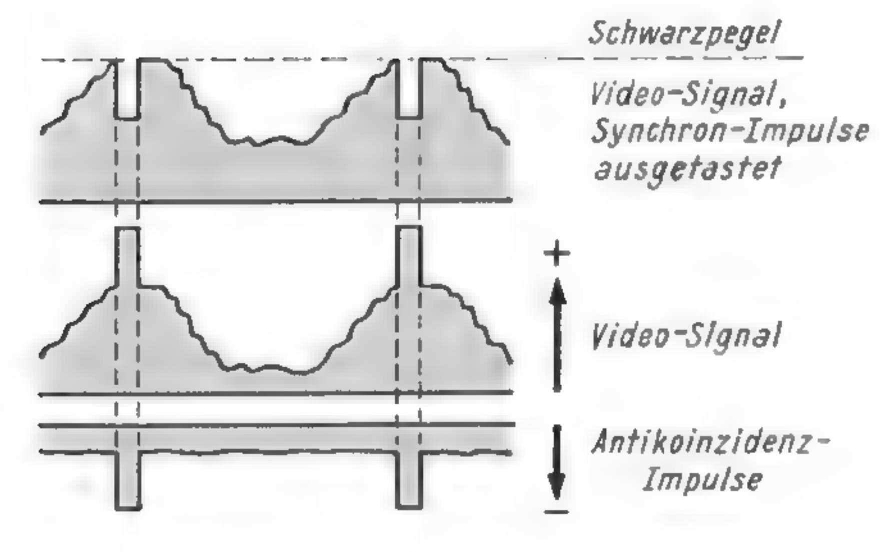
Bei Frequenzregelungen dient die Koinzidenzstufe als Vergleichsgerät. Sie vergleicht die Frequenz bzw. die Phase der im Gerät erzeugten Kippschwingung mit dem Sollwert, nämlich der Frequenz der vom Sender kommenden Synchronimpulse.

Bild 7,13. Antikoinzidenzstufen

Polt man in Bild 7,122 die steuernden Impulse entgegengesetzt, dann heben sie sich bei gleichzeitigem Eintreffen und passenden Amplituden in ihrer Wirkung auf den Anodenstrom auf, man erhält dort keinen Impuls. Solche Schaltungen bezeichnet man als Antikoinzidenzstufen. Sie werden für Störaustastschaltungen und für Schwarzwertsteuerungen von Fernsehempfängern angewendet.



Rechts: Bild 7,131
Schaltung einer Antikoinzidenzröhre zum Austasten von Störimpulsen



Links: Bild 7,132
Austasten der Synchronisierimpulse aus einem Video-Signal, um den Schwarzpegel als Bezugslinie zu gewinnen

Bei der Störaustastung Bild 7,131 führt man dem Gitter 3 eines Heptodensystems das positiv gerichtete Video-Signal und dem Gitter 1 die negativ gerichteten Störimpulsspitzen zu. Nach Bild 7,132 wird dann während der Störungen die Röhre gesperrt, so daß die Störungen im Anodenkreis nicht mehr in Erscheinung treten. Die negative Vorspannung am Gitter 3 wird vom Video-Signal selbst durch Gittergleichrichtung erzeugt. Gitter 1 erhält dagegen eine positive Vorspannung, damit die Röhre normalerweise Strom führt und durch die negativ gerichteten Störspitzen verriegelt wird. In der Originalschaltung wird der Bildinhalt des Video-Signals

außerdem noch abgeschnitten, so daß, wie in Bild 7,131 rechts durch die gestrichelte Linie angedeutet, nur noch die Synchronimpulse übrig bleiben. Wesentlich ist jedoch, daß die Störung restlos ausgeblendet ist.

Bei den Schwarzwertsteuerungen tastet man nach Bild 7,132 mit einem sehr schmalen Antikoinzidenz-Impuls den Synchronisierimpuls heraus, so daß nur das Schwarzpegelniveau übrig bleibt und als Sollwert für die automatische Verstärkungs- bzw. Kontrastregelung verwendet werden kann (vgl. Bild 5,15).

Bild 7,14. Transistor- und Dioden-Koinzidenzstufen

Bei Koinzidenzstufen mit Transistoren werden ebenfalls gleichartig wirkende Impulse so an zwei Elektroden geführt, daß sie nur gemeinsam einen Emitterstrom bewirken. In Bild 7.141 wird ein npn-Transistor benutzt und an der Basis und am Kollektor mit positiven Impulsen gesteuert. Die Kollektorimpulse werden einer Übertragerwicklung, z. B. dem Zeilenausgangsübertrager entnommen. Beim gleichzeitigen Eintreffen der Impulse an Basis und Kollektor entstehen am Emitterwiderstand R Stromstöße. Der Kondensator C dient als Ladekapazität, an dem eine Regelgleichspannung U_R abgegriffen werden kann.

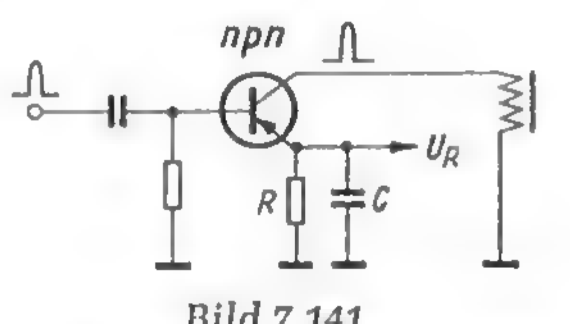


Bild 7,141
npn-Transistor in Koinzidenzschaltung

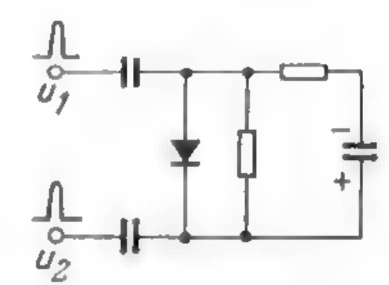


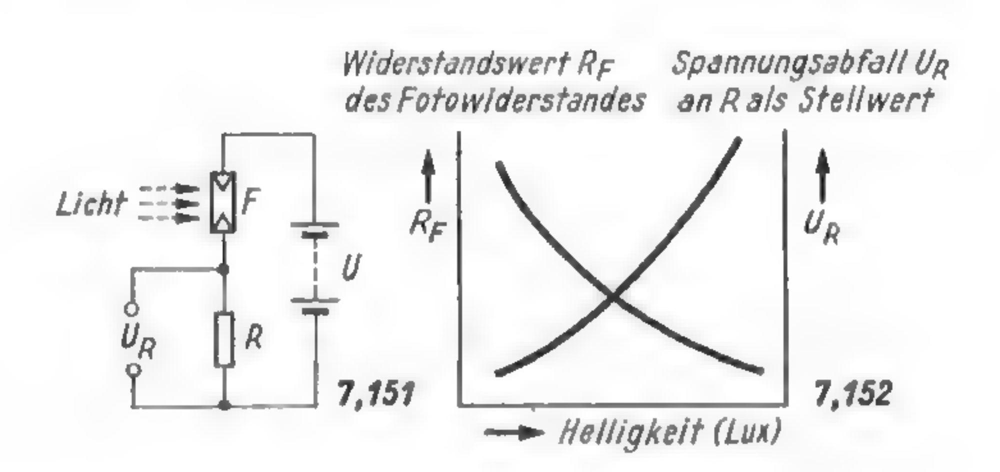
Bild 7,142
Diode in Antikoinzidenzschaltung ($U_2 > U_1$)

Eine sehr einfache Antikoinzidenzschaltung mit einer Diode zeigt Bild 7,142. Der Katode und der Anode der Diode werden positive Impulse zugeführt. Die Amplitude des Katodenimpulses ist größer als die an der Anode. Treffen beide Impulse gleichzeitig ein, dann ist die Katode während dieser Zeit positiver als die Anode, und es kann kein Strom fließen. Verschieben sich die Impulse zeitlich gegeneinander, dann fließt Strom während der Zeit, in der die Anode positiv ist. Die Diode wirkt als Gleichrichter, und der Kondensator ladet sich mit der eingezeichneten Polarität auf.

Bild 7,15. Fotowiderstand als Meßwertwandler für Helligkeiten

Ein Fotowiderstand ändert seinen Widerstandswert in Abhängigkeit von der herrschenden Helligkeit, und zwar wird der Wert kleiner, wenn Licht darauf fällt. Dies nutzt man bei der später in Bild 8,12 behandelten Raumlichtanpassung aus. Man schaltet den Fotowiderstand F in einen Gleichstromkreis und benutzt die bei

Bild 7,15
Fotowiderstand als Meßwertwandler; 7,151 = Prinzipschaltung, 7,152 = Verlauf des Fotowiderstandes und der Regelspannung in Abhängigkeit von der Helligkeit



Belichtung auftretenden Spannungsänderungen am Widerstand R als Stellgröße U_R, um die Verstärkung einer Röhre zu beeinflussen. Bei größter Helligkeit ist der Wert des Fotowiderstandes gegenüber dem des festen Widerstandes R zu vernachlässigen, und die Regelspannung U_R entspricht fast der Speisespannung U. Bild 7.152 zeigt den Verlauf des inneren Widerstandes R_F des Fotoelementes in Abhängigkeit von der Helligkeit und den Spannungsabfall U_R am ohmschen Widerstand R.

Bild 7,16. Mikrofon als Fühler und Meßwertwandler für Schall

Bei der später zu besprechenden Ultraschall-Fernbedienung Bild 13,14 dient ein Kondensator-Mikrofon als Fühler und Meßwertwandler. Es setzt den von einem angeschlagenen Metallstäbchen kommenden Schall in Wechselspannungswerte um, die dann verstärkt werden. Im speziellen Fall des Kondensator-Mikrofons beeinflußt der Schalldruck zunächst die Kapazität C. Dadurch ändern sich die elektrische Ladung des Kondensators und der Spannungsabfall am Widerstand R. Diese Spannungsänderungen bilden die Wechselspannung u.

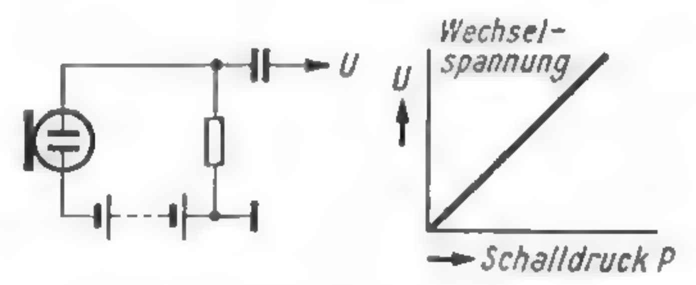


Bild 7,16
Mikrofon als Meßwertwandler

Regelverstärker

Bild 7,17. Anordnung des Regelverstärkers im Regelkreis

Wie bereits in Bild 7,03 erwähnt, sind Schaltungen ohne Regelverstärkung oder besser: ohne Regelspannungsverstärker möglich. Man erzielt damit, wenn das Stellglied keine Leistung verbraucht, also bei Regelröhren, sehr wirksame Regelungen, besonders wenn mehrere Röhren gleichzeitig geregelt werden.

Ein Regelspannungsverstärker indessen gibt eine größere Regelsteilheit, d. h. geringste Abweichungen vom Sollwert setzen den Regelmechanismus in Tätigkeit und regeln auf den Sollwert zu. Regelspannungsverstärker in Empfängerschaltungen können als Wechselspannungsverstärker *vor* dem Meßwertwandler oder als Gleichspannungsverstärker *hinter* dem Meßwertwandler angeordnet sein. Sie liegen in beiden Fällen im Regelkreis, und bei manchen Schaltungen werden beide Möglichkeiten zugleich angewendet. Verstärkt man *vor* dem Meßwertwandler, dann kann man die Spannung, die im Fernsehempfänger oft eine Zf-Spannung ist, durch einen Kreis oder ein Bandfilter aus dem Nutzsignal heraussieben, verstärken und dann erst im Wandler umformen. Man bevorzugt diese Anordnung, wenn der Meßwertwandler sonst das Nutzsignal dämpfen oder anderweitig beeinflussen würde.

Bild 7,17
Mögliche Anordnungen von Regelspannungsverstärkern

Bild 7,18. Regelröhre als Stellglied

Die Bedeutung der Exponentialröhre oder Regelröhre als Stellglied für die automatische Verstärkungsregelung ist seit Jahrzehnten bekannt und geläufig. Die Regelspannung verschiebt den Arbeitspunkt auf der Kennlinie. Je nach der Steilheit des betreffenden Kennlinienstückes ändert sich die Verstärkung der Röhre und damit die Ausgangswechselspannung. Für die sehr geringen Eingangsspannungen von Fernsehempfängern ist keine Regelröhre mit Exponentialkennlinie erforderlich, sondern die normalen Kennlinien einer PCC 88 können zum Regeln benutzt werden. Auch im Bild-Zf-Verstärker werden vielfach normale Pentoden geregelt.

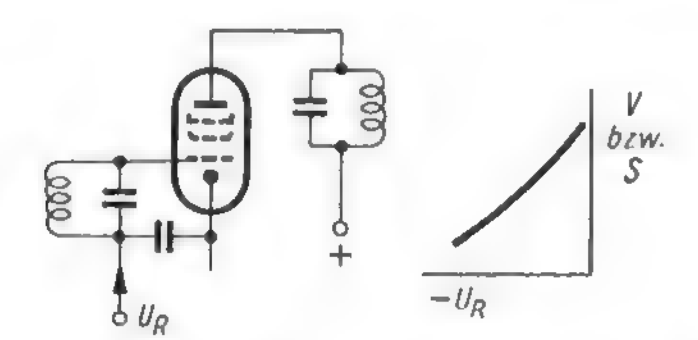


Bild 7,18 Regelröhre als Stellglied, zugeführt wird Gleichspannung, verstellt wird die Steilheit bzw. die Verstärkung

Werden Transistoren als Stellglieder zur Verstärkungsregelung benutzt, dann ändert man in bekannter Weise ihren Basisstrom[1]) bzw. die Spannung zwischen Emitter und Basis.

Bild 7,19. Die Schalterdiode als Stellglied

Eine Schalterdiode oder Schaltdiode ist ein Stellglied, das durch Steuern mit einer Gleichspannung wechselnder Polarität vom Sperr- in den Durchlaßbereich gesteuert wird. Die Diodenstrecke stellt im ersten Fall einen sehr hohen Widerstand dar. Am deutlichsten ist dies bei einer gesperrten Röhrendiode. Sie kann keinen Anodenstrom führen. Im anderen Fall wird der Widerstand der Diodenstrecke sehr niederohmig, so daß ein angeschalteter zu steuernder Kreis damit geschlossen (Schaltdiode) oder die Diodenstrecke sogar als Kurzschluß wirkt und die Spannung einer hochohmigen Spannungsquelle zusammenbrechen läßt (Kurzschlußdiode). Die Bilder 6,037 und 6,038 brachten bereits Anwendungen von Schaltdioden.

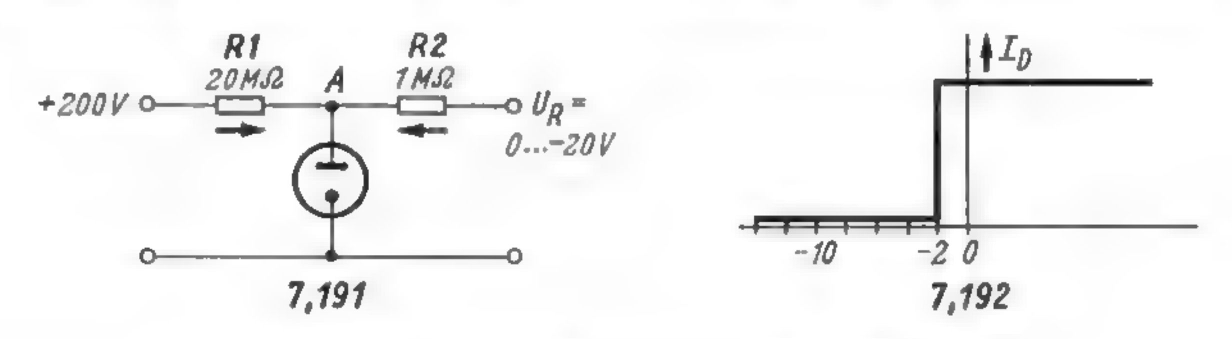


Bild 7,19. Schaltdiode als Stellglied

In Bild 7,191 ist das Prinzip einer Schalterdiode als Schwellwertdiode bei einer Verstärkungsregelung dargestellt. Die Anode *A* der Diode liegt an zwei Spannungen, die rechte davon ist z. B. die von 0 bis − 20 V sich ändernde Regelspannung U_R des Gerätes. Die Widerstände *R* 1 und *R* 2 sind so bemessen, daß für Regelspannungen von 0 bis − 2 V die von links kommende positive Spannung an der Diodenanode

[1]) Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 15,03

überwiegt. Die Diode führt Strom, sie stellt einen Widerstand von nur wenigen hundert Ohm dar. Der Strom durch die Diode wird praktisch nur durch die Spannung von + 200 V und den 20-MΩ-Widerstand bestimmt und ist daher konstant. An dem niedrigen Widerstand der Diodenstrecke wird dabei die von rechts kommende Regelspannung kurzgeschlossen.

Sobald jedoch die Regelspannung den Schwellwert – 2 V überschreitet, überwiegt die von rechts kommende Spannung, und die Anode A wird negativ. Die Diode sperrt und wird hochohmig. Der Punkt A folgt jetzt den Änderungen der Regelspannung.

Schaltdioden sollen eine möglichst steil ansteigende Kennlinie und ein sehr hohes Verhältnis von Sperrwiderstand : Durchlaßwiderstand besitzen. Das gilt auch für die zu diesem Zweck benutzten Halbleiterdioden.

Bild 7,20. Diode als Widerstands-Stellglied

Die Funktion der in Durchlaßrichtung arbeitenden Diode als Nachstimm-Organ wurde bereits in Bild 3,19 besprochen. Bild 7,201 stellt nochmals das Prinzip vereinfacht dar. Man kann diese Diode als Wandler auffassen, bei dem Ströme (Regelgleichstrom I_R) bzw. Spannungen in Widerstandswerte umgewandelt werden (Bild 7,203). Man benutzt übrigens in Regelschaltungen für Transistor-Empfänger die Eigenschaft der Kurve Bild 7,203 zum Bedämpfen eines Schwingkreises, um dadurch die Bandbreite zu vergrößern und die Verstärkung herabzusetzen[1]).

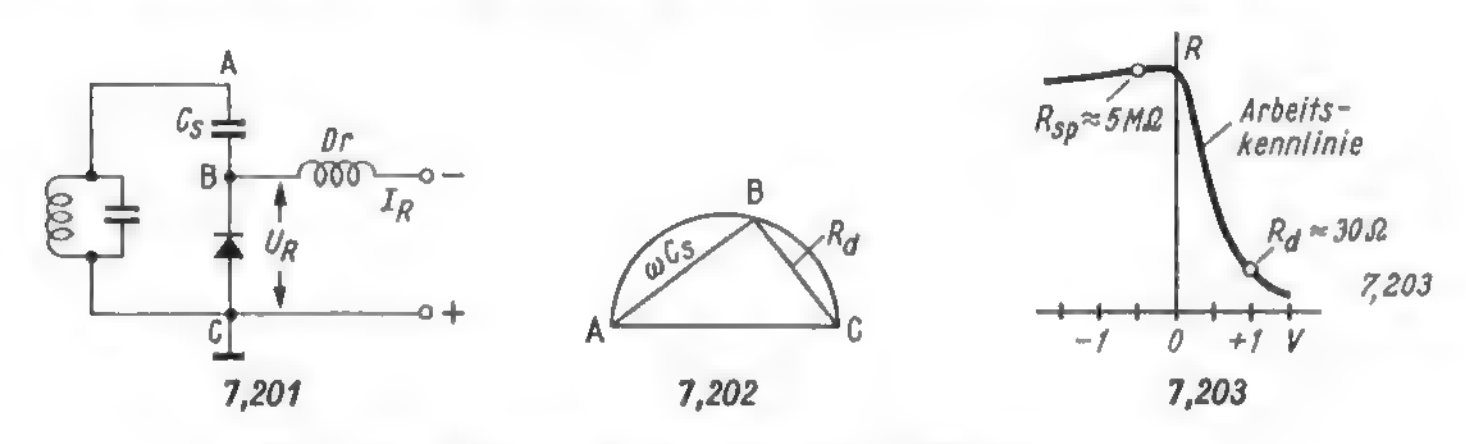


Bild 7,20. Diode als verstellbarer Widerstand;
7,201 = Anwendung zum Nachstimmen eines Schwingkreises, 7,202 = Vektordiagramm für die Punkte A – B – C, 7,203 = Verlauf des Widerstandes einer Diode in Abhängigkeit von der angelegten Spannung

In Verbindung mit einer Serienkapazität C_s ergibt sich für die Strecke $A - B - C$ in Bild 7,201 ein Wechselstromdiagramm nach Bild 7,202. Ohmscher Durchlaßwiderstand R_d und kapazitiver Blindwiderstand ωC_s stehen stets senkrecht aufeinander. Ist der Durchlaßwiderstand R_d sehr klein, dann wandert der Punkt B auf dem Halbkreis nach rechts zum Punkt C. Der volle kapazitive Widerstand ωC_s liegt also parallel zum Kreis, die Frequenz hat ihren niedrigsten Wert. Wandert Punkt B nach links, wird also R_d größer, dann wird ωC_s kleiner und die Frequenz höher. Fällt Punkt B auf Punkt A, ist also der Durchlaßwiderstand R_d sehr viel größer als ω_s, dann wirkt sich zwischen den Punkten A und C, also parallel zum Kreis, nur der mehrere Megohm betragende Sperrwiderstand der Diode aus oder anders ausgedrückt: Vor den Kondensator ist ein so hoher Widerstand geschaltet, daß die Kapazität unwirksam ist, der Kreis schwingt dann mit seiner höchsten Frequenz. Er wird lediglich durch den hochohmigen Widerstandswert der Diode bedämpft.

Die Resonanzfrequenz f des Kreises in Bild 7,201 ist also eine Funktion des Regelstromes I_R. Um nach positiven und negativen Frequenzänderungen ausregeln zu

[1]) **Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 15,04**

können, muß man den Ruhestrom der Diode auf den Wert der Sollfrequenz einstellen.

Bild 7,21. Diode als kapazitives Stellglied

Die in Sperrichtung arbeitende Nachstimmdiode wurde bereits in Bild 3,20 erläutert. Auch in Bild 6,07 wurde eine Anwendung von Nachstimmdioden besprochen. Eine Nachstimmdiode wandelt Gleichspannungen in Kapazitätsänderungen um. Liegt ihre Kapazität parallel zu einem Schwingkreis, dann wird dessen Frequenz verstellt. Auch hierbei ist der Arbeitspunkt bzw. die Ruhespannung der Diode auf den Wert der Sollfrequenz zu legen.

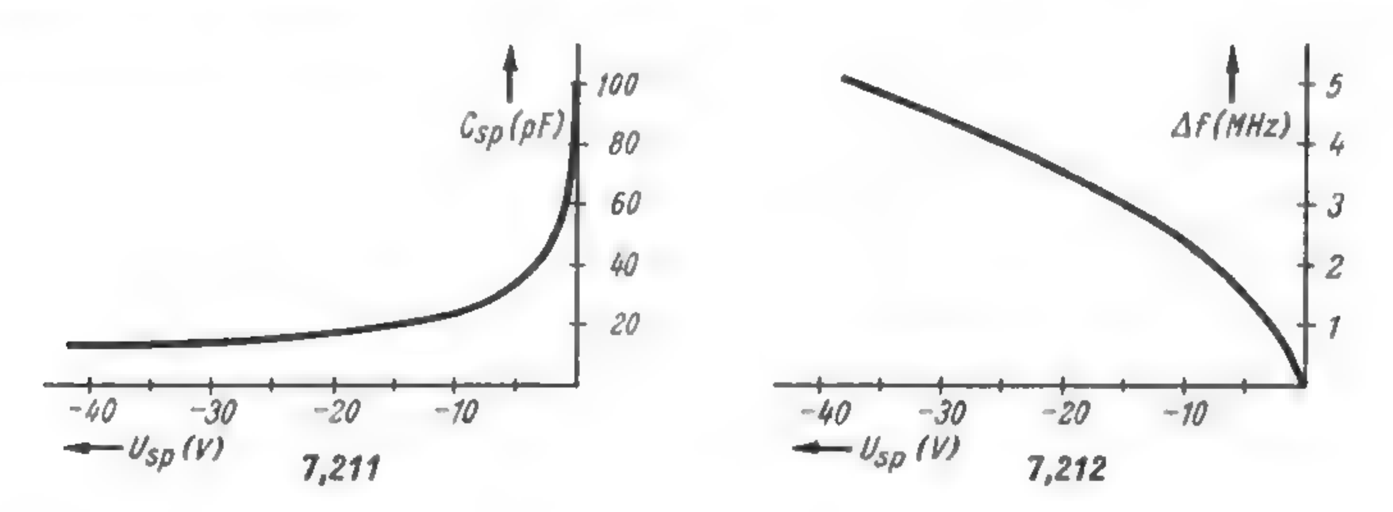


Bild 7,21
Verlauf der Kapazität und der Frequenzänderung bei einer Diode als kapazitives Stellglied

Bild 7,211 zeigt den Verlauf der Sperrkapazität bei einer Siliziumdiode BA 101 und Bild 7,212 die damit bewirkten Frequenzänderungen in einem UHF-Tuner.

Bild 7,22. Magnetvariometer als Stellglied

Ordnet man im Luftspalt eines Elektromagneten ein Ferritstäbchen mit einer Hf-Spulenwicklung an, so ändert sich die Induktivität der Hf-Spule in Abhängigkeit vom Gleichstrom I_R des Elektromagneten. Legt man die Induktivität parallel zu einem Schwingkreis, dann wird dessen Frequenz ebenfalls geändert. In Bild 3,21 wurde bereits die Prinzipschaltung hierfür gebracht. Die Kennlinie einer solchen Anordnung ist hier dargestellt. Man ordnet der Sollfrequenz einen mittleren Wert des Regelstromes I_R zu, um positive und negative Frequenzabweichungen ausregeln zu können.

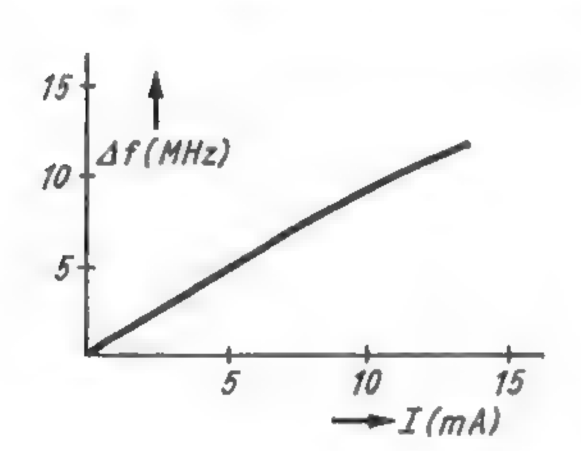


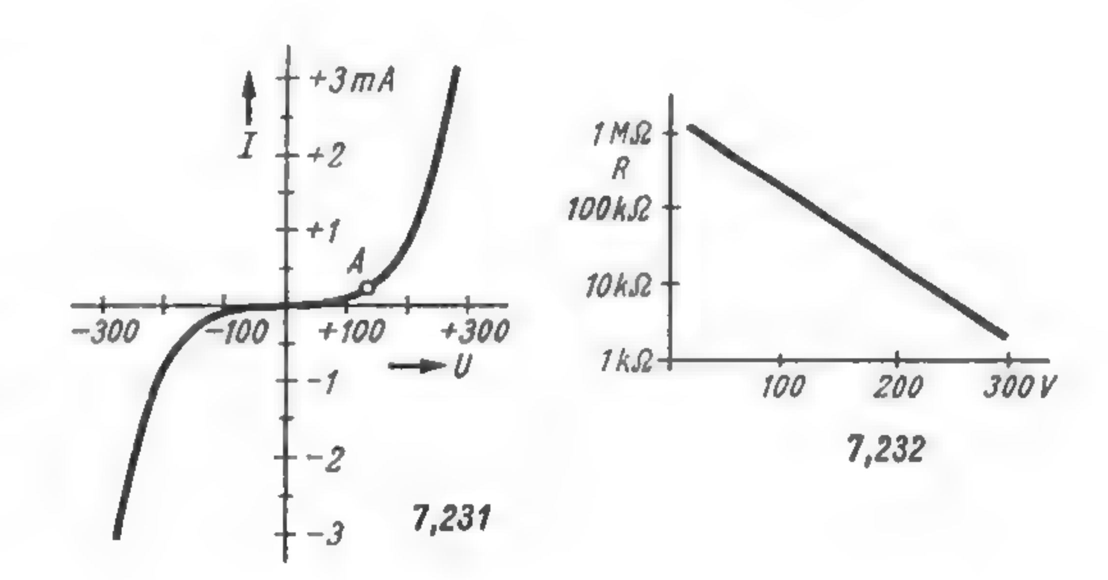
Bild 7,22
Verlauf der Frequenz in einer Schaltung mit einem Magnetvariometer als Stellglied

Bild 7,23. VDR-Widerstände als Stellglieder

Recht vielseitige Bauelemente für elektronische Regelschaltungen in Fernsehempfängern sind die spannungsabhängigen Varistoren oder VDR-Widerstände. Ihren grundsätzlichen Kennlinienverlauf zeigt Bild 7,231. Kleine angelegte positive oder negative

Gleichspannungen bewirken nur einen sehr geringen Stromfluß. Erst von einem gewissen Spannungswert ab steigt der Strom beträchtlich an. Man kann dies auch nach Bild 7,232 so darstellen, daß der Widerstandswert für kleine Spannungen sehr hoch ist und für große Spannungen absinkt. VDR-Widerstände lassen sich somit als Begrenzer benutzen, die erst von einem Grenzwert ab Strom durchlassen. Das gilt wegen der symmetrischen Kennlinie auch für sinusförmige Wechselspannungen. Für einseitig gerichtete Spannungen (Impulse) tritt dagegen wegen der Kennlinienkrümmung eine Gleichrichterwirkung auf.

Bild 7,23
Kennlinie und Widerstandsverlauf eines VDR-Widerstandes in Abhängigkeit von der angelegten Spannung



Man kann die Schwellwertwirkung und die Gleichrichtung kombinieren, indem man nach Bild 7,231 zunächst den Arbeitspunkt durch eine Gleichspannung mehr in die Kurvenkrümmung zum Punkt A schiebt und dort eine Wechselspannung anlegt.

VDR-Widerstände werden oft gleichzeitig als Fühler und als Stellglied verwendet. Sie bilden dann eine vereinfachte Regelschaltung ähnlich wie die eines Glimmröhrenstabilisators nach Bild 7,09. Sobald der VDR-Widerstand fühlt, daß die Spannung über seinen Grenzwert hinaus ansteigt, wird er leitend und zieht Strom. Dieser belastet als Stellstrom die Spannungsquelle und läßt dadurch die ansteigende Spannung zusammenbrechen.

VDR-Widerstände gibt es in den unterschiedlichsten Strom- und Spannungswerten für die verschiedensten Zwecke im Fernsehempfänger. Beim Ersatz eines VDR-Widerstandes ist unbedingt der gleiche Typ zu verwenden. Hergestellt werden VDR-Widerstände aus Siliziumkarbid-Körnern, die mit einem Bindemittel zu einer keramikartigen Masse gemischt und gesintert werden. Die Spannungsabhängigkeit beruht auf dem veränderlichen Kontaktwiderstand zwischen den einzelnen Karbidkristallen. Das gepreßte Gemisch stellt elektrisch gesehen ein kompliziertes Netzwerk parallel und in Serie geschalteter Halbleiterkontakte dar.

Bild 7,24. Röhren als kapazitiv oder induktiv wirkende Stellglieder

Neben der Sperrschichtdiode werden auch Röhren als Stellglieder zum Nachstimmen von Schwingkreisen verwendet. Sie wirken hierbei, wenn sie parallel zu einem Schwingkreis liegen, als veränderliche Induktivitäten oder Kapazitäten. In Bild 7,241 wirkt die Röhre als steuerbare Kapazität. Der aus dem Kondensator C und dem Widerstand R zwischen Katode, Steuergitter und Anode bestehende Spannungsteiler ist so bemessen, daß für die Resonanzfrequenz des Schwingkreises die Spannung am Gitter praktisch um 90° gegenüber der Gesamtspannung zwischen Katode und Anode voreilt. Diese voreilende Steuerspannung am Gitter bewirkt einen gleichphasigen Anodenwechselstrom. Er eilt also ebenfalls der Spannung am Schwingkreis um 90° voraus. Voreilender Strom bedeutet aber eine Kapazität. Die

Größe des Anodenstromes und damit des Kapazitätswertes hängt aber von der Steilheit der Röhre ab. Ändert man die Steilheit durch eine veränderliche Nachstimmspannung $-U_N$ am Gitter, dann verstimmt man damit den Schwingkreis.

Vertauscht man den Widerstand R und die Kapazität C, dann kehrt sich die Phase am Gitter um, der Strom eilt nach, die Anordnung wirkt als Induktivität.

Man kann die gleiche Wirkung auch bei einer Röhre mit mehreren Elektroden erzielen, wie in Bild 7,242 schematisch dargesteltl. Auch hier bilden die Elemente C und R einen Spannungsteiler für die Schwingkreiswechselspannung. Er ist so

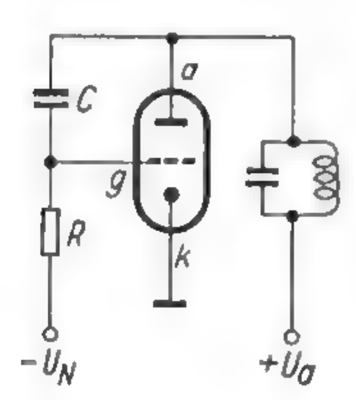


Bild 7,24. Röhren als Blindwiderstände

Bild 7,241 = Triode als kapazitiver Blindwiderstand

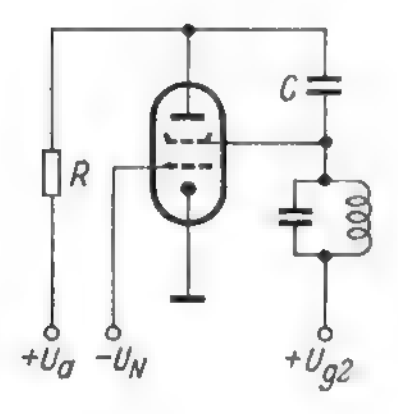


Bild 7,242 = Mehrgitterröhre als kapazitiver Blindwiderstand

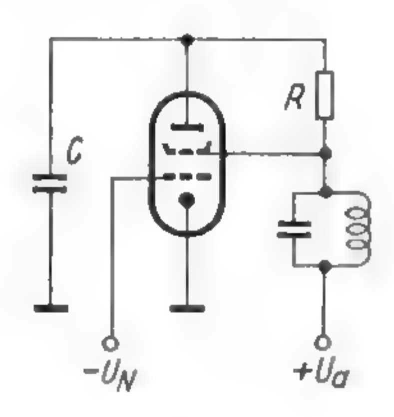


Bild 7,243 = Mehrgitterröhre als induktiver Blindwiderstand

bemessen, daß jetzt die Wechselspannung an der Anode der Röhre um etwa 90° gegenüber der am Schwingkreis voreilt. Damit zieht die Anode einen Strom, der ebenfalls gegenüber der Spannung am Kreis um 90° voreilt. Die Röhrenstrecke wirkt sich also wieder als steuerbare Kapazität aus. Der Kapazitätswert hängt von der Steilheit ab und kann mit der Nachstimmspannung $-U_N$ an einem anderen Gitter verändert werden.

Beim Vertauschen von R und C erhält man Bild 7,243. Hier stellt die Röhrenstrecke eine veränderliche Induktivität dar.

In allen Fällen wird also der Röhre eine Gleichspannung zugeführt und dadurch die Kapazität oder die Induktivität in Verbindung mit einem Resonanzkreis verstellt. Da die Röhrenstrecken als Blindwiderstände wirken, bezeichnet man sie auch als Blindröhren oder Reaktanzröhren.

Bild 7,25. Der Stellmotor

Aus der industriellen Verfahrenstechnik stammt der Begriff Stellmotor. Dies ist ein Elektromotor, der vom Regelstrom betrieben wird und am Stellort eingreift. Bei der Motorabstimmung von Empfängern wird der Stellmotor aus dem Regelverstärker gespeist und betätigt über Getriebe direkt die Empfangsabstimmung. Ist der Sollwert der Frequenz erreicht, dann werden Regelstrom und Motorstrom zu Null, und der Motor setzt sich selbst still. Stellmotore werden auch in Fernbedienungsschaltungen zum Einstellen der Helligkeit und Lautstärke verwendet.

Die hohe Drehzahl von Elektromotoren muß stets durch Getriebe herabgesetzt werden. Vielfach ist auch die Drehrichtung umzusteuern. Dadurch ergibt sich meist ein größerer elektromechanischer Aufwand, der nur in Spitzengeräten zu vertreten ist. Die Konstruktionen sind dabei sehr verschieden, deshalb wird hier auf die Besprechung von Einzelheiten verzichtet und auf die Serviceschriften der Industrie verwiesen.

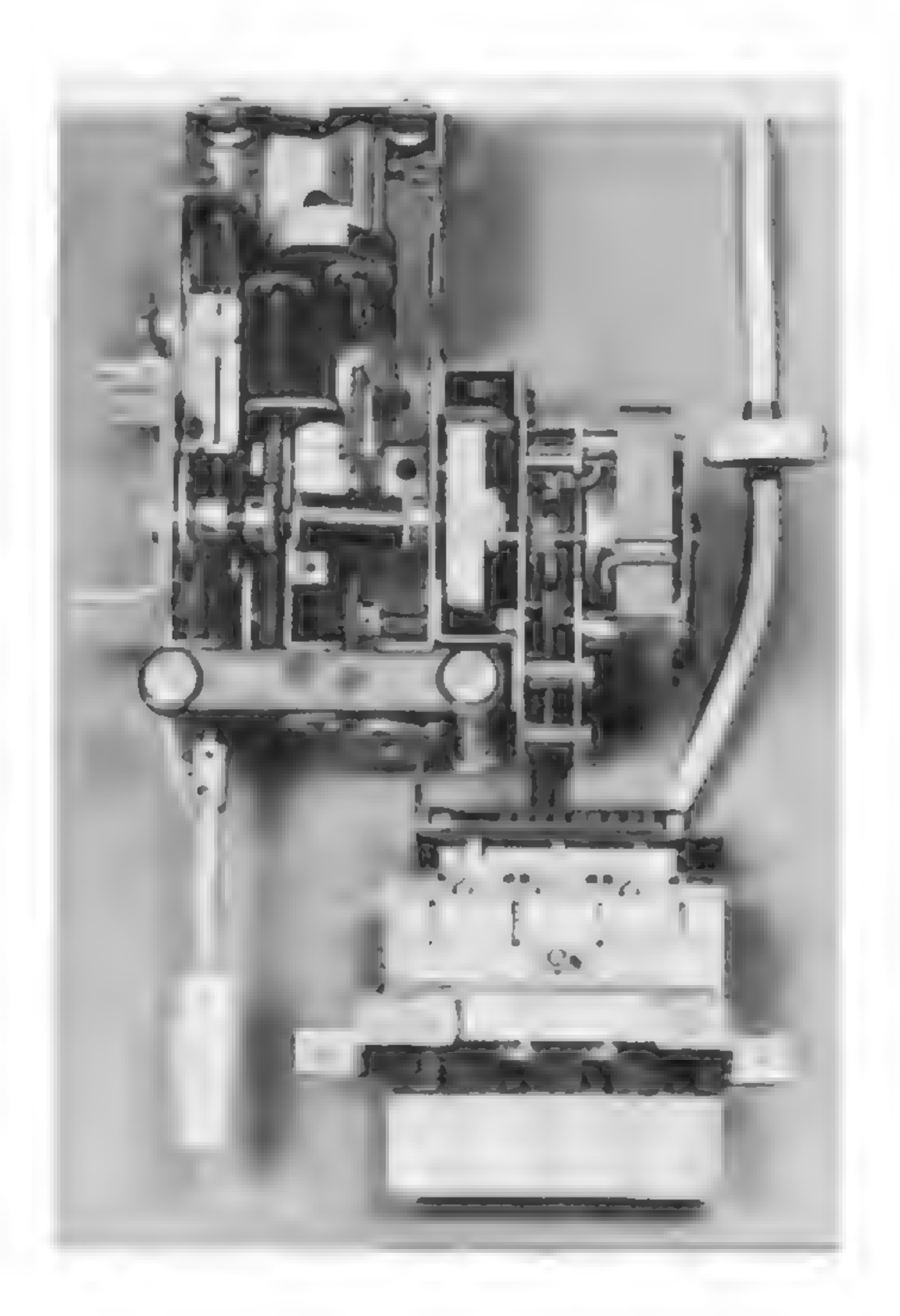


Bild 7,25
Stellmotor und Getriebe für eine UHF-Motor-Abstimmeinheit in einem Grundig-Fernsehempfänger

8. Regelschaltungen zwischen Eingangsstufe und Bildröhre

Automatische Frequenzregelung (AFR)

Bild 8,01. Prinzip der automatischen Frequenzregelung oder Feinabstimmung

Die automatische Feinabstimmung beruht auf dem Zusammenwirken von Zf-Verstärker und Eingangsteil. Die Frequenz des Oszillators soll so geregelt werden, daß die in der Mischstufe gebildete Bildträgerfrequenz BT nach Bild 8,011 genau auf die Mitte der Nyquistflanke der Zf-Durchlaßkurve zu liegen kommt. Weicht die Oszillatorfrequenz ab, dann wird das Zf-Spektrum des Senders nach Bild 8,012 verschoben, und ein Teil des Bildinhaltes geht verloren. Man mißt deshalb die Abweichung von der Sollfrequenz am Ausgang des Zf-Verstärkers, bildet daraus eine Regelspannung und steuert die Frequenz des Oszillators im Eingangsteil so nach, daß sich die richtige Sollfrequenz für den Bildträger im Zf-Verstärker ergibt.



Bild 8,011. Richtig abgestimmter Empfänger



Bild 8,012. Senderspektrum gegen die Zf-Durchlaßkurve verschoben

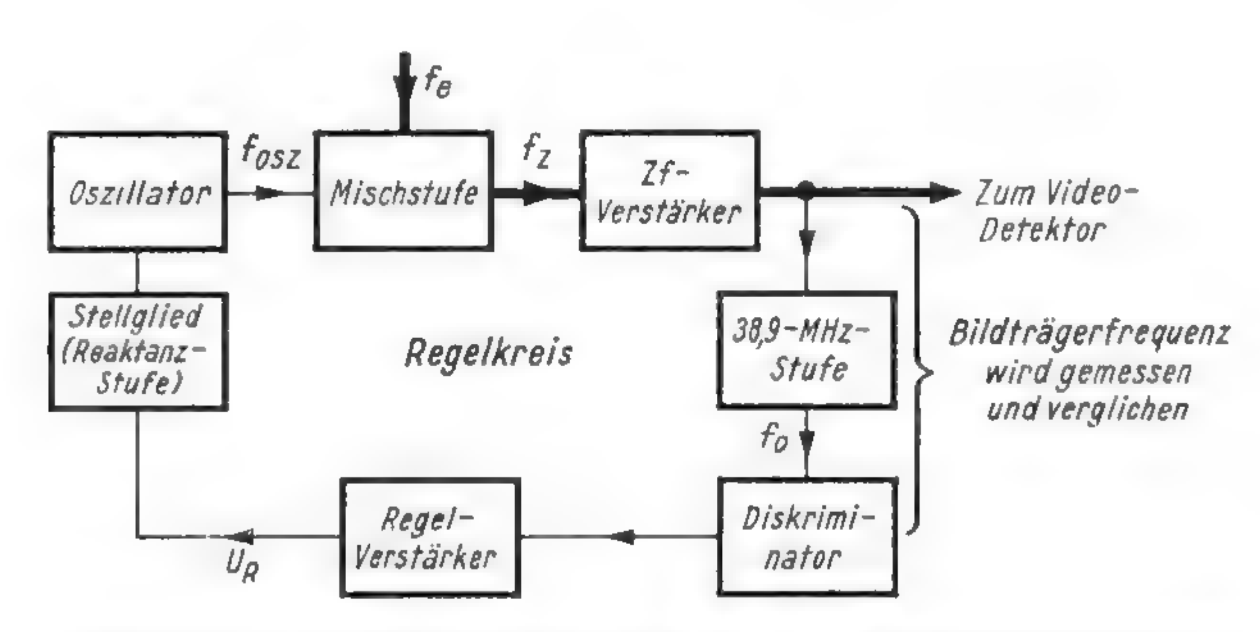


Bild 8,013. Regelkreis für die automatische Feinabstimmung

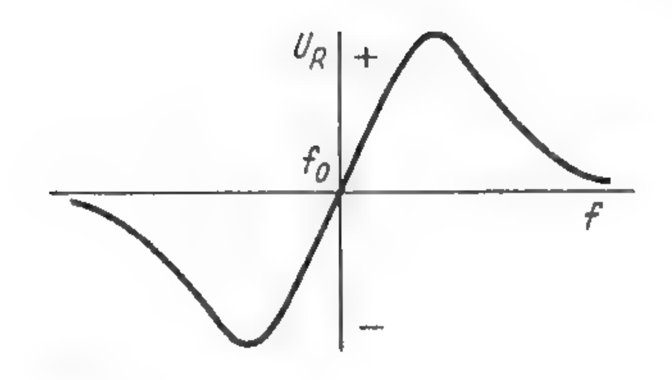


Bild 8,014. Diskriminatorkurve

Nach dem angelsächsischen Ausdruck AFC = *automatic frequency control* wendet man bei uns als Kurzzeichen für dieses Verfahren die Buchstaben AFR = automatische Frequenzregelung an. Vereinzelt benutzt man auch die Zeichen AFA = automatische Feinabstimmung.

Das Prinzip der automatischen Feinabstimmung des Oszillators ist seit über zwei Jahrzehnten aus der Schaltungstechnik von Rundfunkempfängern bekannt. In Bild 8,013 ist die Blockschaltung für Fernsehempfänger dargestellt. Der Oszillator im Eingangsteil soll so schwingen, daß die richtige Zwischenfrequenz gebildet wird. Der Sollwert f_0 der Bildträgerfrequenz ist erreicht, wenn der an den Ausgang des Zf-Verstärkers lose angekoppelte sehr trennscharfe Verstärker für 38,9 MHz seine maximale Spannung erhält und bei dem nachfolgenden auf die gleiche Frequenz abgestimmten Diskriminator die erzeugte Gleichspannung nach Bild 8,014 durch Null geht. Wird der Sollwert über- oder unterschritten, dann entsteht eine positive oder negative Richtspannung. Sie wird im Regelspannungsverstärker verstärkt und steuert dann eine parallel zum Oszillatorkreis liegende Reaktanzstufe als Stellglied. Diese Stufe besteht aus einer steuerbaren Selbstinduktion oder Kapazität, wie sie in den Bildern 3,19 bis 3,21 bzw. 7,20 bis 7,32 besprochen wurde. Das Stellglied zieht den Oszillator auf die richtige Frequenz hin.

Bild 8,02. Automatische Feinabstimmung mit Reaktanzdioden

An die letzte Stufe des Bild-Zf-Verstärkers ist eine Pentode lose angekoppelt, damit dessen Durchlaßkurve nicht beeinträchtigt wird. Ihr Anodenkreis ist auf den Bildträger 38,9 MHz abgeglichen. Darauf folgt der Diskriminator mit den beiden Dioden OA 79. Je nach der Frequenzabweichung ergibt sich am Ausgang des Diskriminators

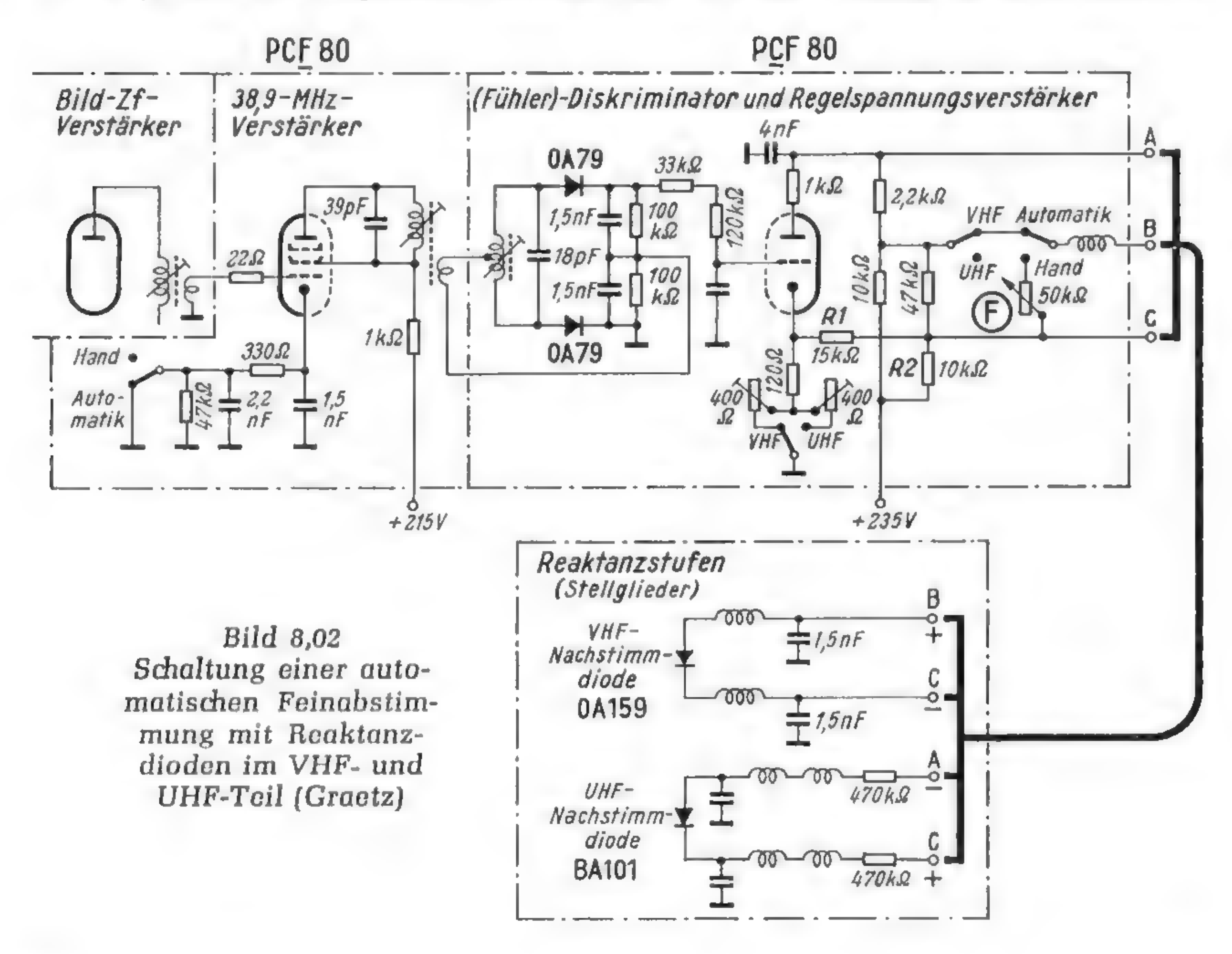


Bild 8,02
Schaltung einer automatischen Feinabstimmung mit Reaktanzdioden im VHF- und UHF-Teil (Graetz)

eine verschieden große Spannung. Sie ändert den Anodenstrom der Triode, die als Regelspannungsverstärker dient. Die Widerstände in ihrem Anodenkreis sind so abgeglichen, daß in der gezeichneten Schalterstellung VHF der Punkt *B* positiv gegenüber dem Punkt *C* ist. Damit wird die VHF-Nachstimmdiode in Durchlaßrichtung gesteuert. Nach dem Umschalten auf UHF wird die Nachstimmspannung zwischen den Punkten *A* und *C* wirksam. Der Punkt *A* liegt hierbei negativer als Punkt *C*. Damit erhält die UHF-Nachstimmdiode eine Vorspannung in Sperrichtung.

Die Handabstimmung ist nur beim VHF-Empfang in Betrieb. Hierbei erzeugt sich die Nachstimmdiode selbst die notwendige Vorspannung, indem sie die Oszillatorwechselspannung gleichrichtet. Je nach dem am Hand-Feinabstimmwiderstand *F* eingestellten Widerstandswert ergibt sich ein größerer oder kleinerer Durchlaßstrom und damit eine entsprechende Frequenzabweichung.

Wegen der unterschiedlichen Arbeitsweise der beiden Nachstimmdioden wird die Automatik für VHF und UHF getrennt mit den Katodenwiderständen des Triodensystems einjustiert. Bei Handabstimmung wird außerdem das Pentodensystem der PCF 80 abgeschaltet, indem ein 47-kΩ-Katodenwiderstand durch einen Schaltkontakt freigegeben wird. Die entstehende hohe Vorspannung verriegelt die Röhre.

Bild 8,03. Automatische Feinabstimmung mit gesteuerter Induktivität

Eine Pentode EF 80 verstärkt die Bildträgerfrequenz 38,9 MHz. Der Diskriminator dient als Fühler und setzt Abweichungen von der Sollfrequenz in Gleichspannungsänderungen um. Diese Spannungsänderungen werden über den Widerstand *R* 5 nochmals auf das Gitter der Pentode gegeben. Sie wird demnach doppelt ausgenutzt und stellt zugleich den 38,9-MHz-Verstärker und den Regelgleichspannungs-Verstärker dar. Ihr Anodengleichstrom durchfließt die in Reihe liegenden hochohmigen Wicklungen *L* 1 und *L* 2 der als Stellglieder dienenden Vormagnetisierungseinheiten am VHF- und UHF-Oszillator. Die Anordnung braucht daher nicht von VHF auf UHF umgeschaltet zu werden.

Die Hand-Feinabstimmung des UHF-Tuners erfolgt mechanisch durch den Abstimmknopf, im VHF-Bereich ist sie mit der Nachregelschaltung kombiniert. Der Stellwiderstand *R* 2 in Reihe mit *R* 3 liegt parallel zur Erregerspule, so daß deren Strom zwischen 3 und 9 mA geändert werden kann. Das Steuergitter der Röhre EF 80 erhält über die Kontakte 1 und 2 und über den Widerstand *R* 5 eine feste Vorspannung, so daß der Anodenstrom auf über 9 mA ansteigt, während eine etwa vorhandene Diskriminatorspannung am Widerstand *R* 4 zusammenbricht. Bei der mechanischen Feinabstimmung von Hand im UHF-Bereich ist kein erhöhter Strom notwendig. Daher schließen die Kontakte 3 und 4 die positive Vorspannung kurz.

Der mittlere Anodenruhestrom wird durch den veränderlichen Widerstand *R* 7 in der Katodenleitung der Pentode eingestellt. Um diesen Strom gegen Netzspannungsschwankungen zu stabilisieren, die sonst unerwünschte Abstimmänderungen hervorrufen würden, ist der VDR-Widerstand *R* 8 vorgesehen. Er liefert bei Soll-Netzspannungen (220 V) einen zusätzlichen Strom von etwa 0,8 mA durch den Katodenwiderstand *R* 9. Steigt die Netzspannung, so vermindert sich der Widerstand des VDR-Widerstandes *R* 8 in der Weise, daß durch *R* 9 ein zusätzlicher Strom fließt. Er erhöht die negative Gittervorspannung, wirkt der Erhöhung des Anodenstromes entgegen und regelt somit den Einfluß von Netzspannungsschwankungen aus.

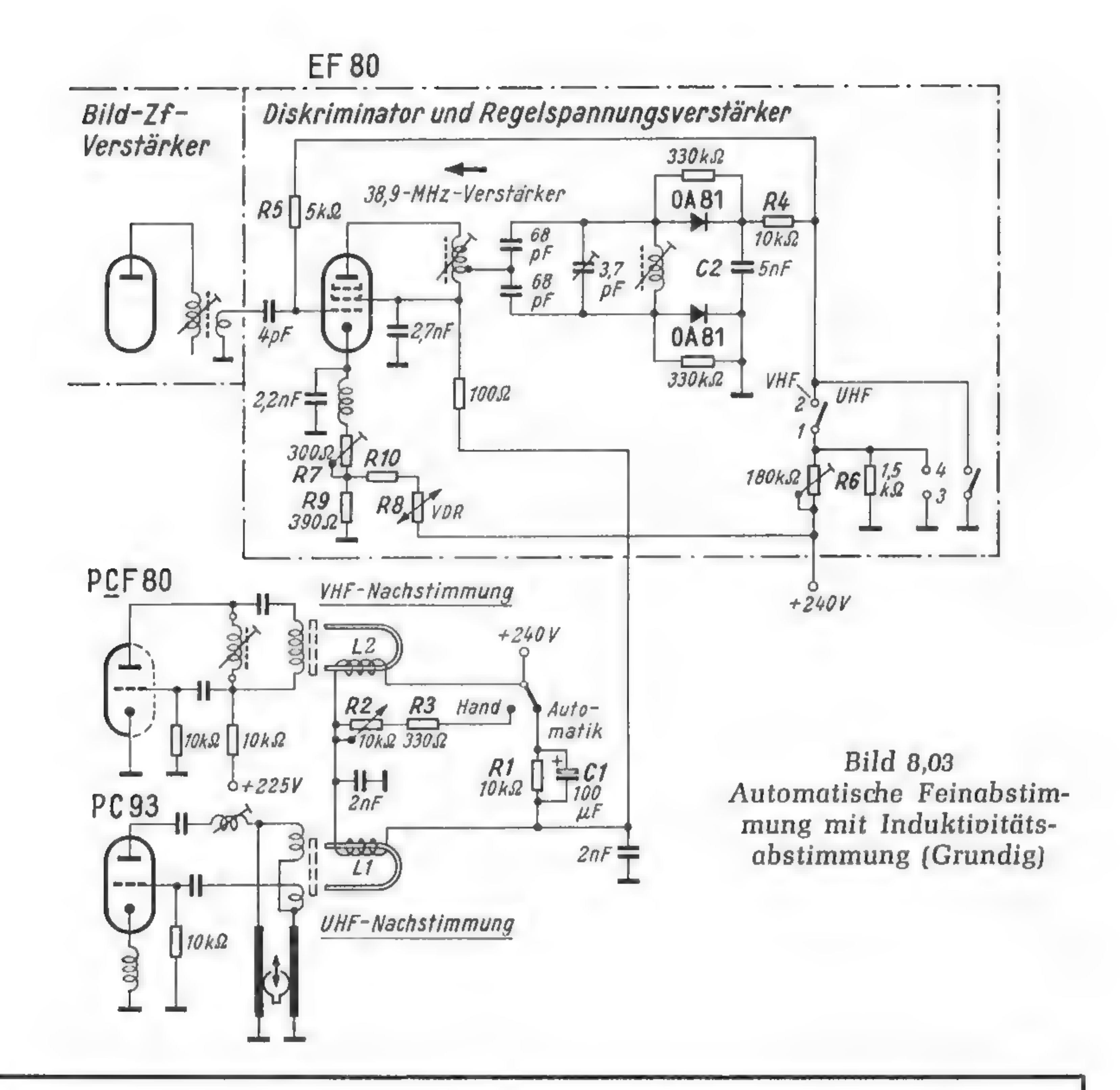


Bild 8,03
Automatische Feinabstimmung mit Induktivitätsabstimmung (Grundig)

Automatische Verstärkungs- und Kontrastregelung

Bild 8,04. Prinzip

Die Bedeutung der automatischen Verstärkungsregelung (AVR) zum Ausgleichen verschieden hoher Eingangsspannungen kommt heute nicht mehr so recht zum Ausdruck. Hauptzweck ist, daß der Bildröhre eine möglichst gleichbleibende Videospannung angeboten werden muß, da hiervon der richtige und gleichbleibende Kontrast abhängt. Eine automatische Verstärkungsregelung im Hf- und Zf-Teil bedeutet deshalb gleichzeitig auch eine automatische Kontrastregelung, in die bisweilen auch noch die handbediente Kontrasteinstellung eingefügt wird.

Beim Fernsehempfänger ist die automatische Verstärkungsregelung ferner sehr wichtig, um Übersteuerungen zu vermeiden. Durch grobes Übersteuern der letzten Zf-Stufe würden die Synchronisiersignale unterdrückt oder abgekappt. Gehen sie verloren, dann fallen aber die Zeilen- und Bildablenkspannungen außer Tritt, und das Bild gerät in Unordnung.

Die automatische Verstärkungsregelung verbindet die bisher besprochenen Einheiten Hf-Teil, Bild-Zf-Verstärker und Video-Teil. Im einfachsten Fall dient, ähnlich wie

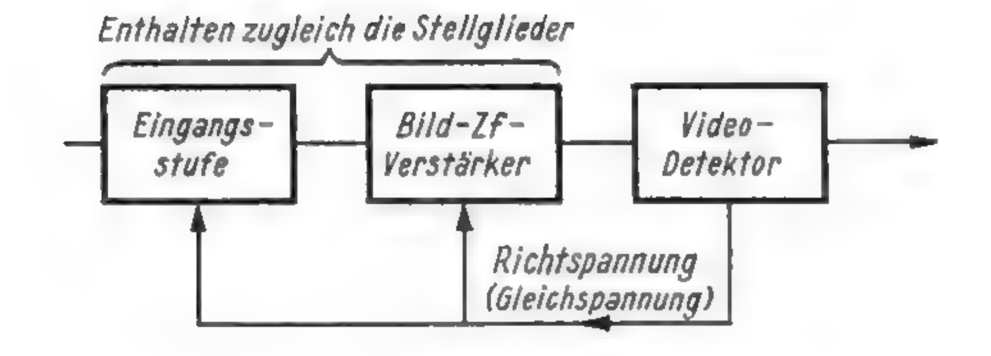


Bild 8,041
Einfache automatische Verstärkungsregelung; die Richtspannung des Video-Detektors verstellt die Verstärkung der Eingangs- und Zf-Stufen

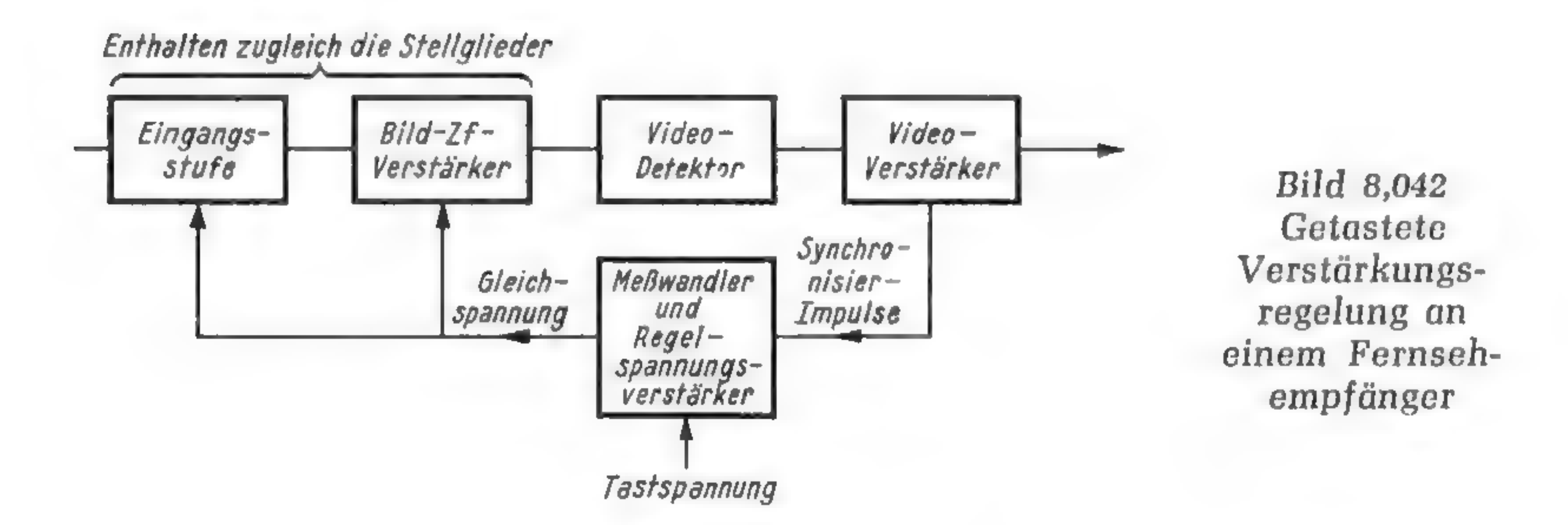


Bild 8,042
Getastete Verstärkungsregelung an einem Fernsehempfänger

beim Rundfunk-Superhet, der Video-Detektor als Fühler und Meßwandler. Die dort gewonnene Richtspannung wird als Regelspannung auf die Eingangsröhren und eine oder mehrere Zf-Röhren gegeben. Diese Röhren wirken also zugleich als Stellglieder, um die Verstärkung im gewünschten Sinn zu ändern *(Bild 8,041)*.

Bei allen neueren Geräten verwendet man jedoch nicht das gesamte Video-Signal dazu, um die Regelspannung zu erzeugen, sondern nur die Synchronisierzeichen. Man tastet sie dazu mit einer Koinzidenzschaltung (vgl. Bild 7,12) aus dem Signal des Video-Verstärkers heraus. Die Koinzidenzschaltung wirkt dabei zugleich als Meßwertwandler bzw. als gesteuerte Gleichrichter und somit als Regelspannungsverstärker *(Bild 8,042)*.

Bild 8,05. Verstimmungen bei Regelröhren

Wird eine Röhre als Stellglied für die automatische Verstärkungsregelung verwendet, indem man ihre Gittervorspannung ändert, dann verändert sich auch ihre Eingangskapazität, und zwar nimmt sie beim vollständigen Herunterregeln um 1...3 pF ab. Die Abstimmkreise von Fernsehempfängern mit ihren geringen Kapazitäten werden dadurch bereits stark verstimmt. Man kann die Verstimmung durch

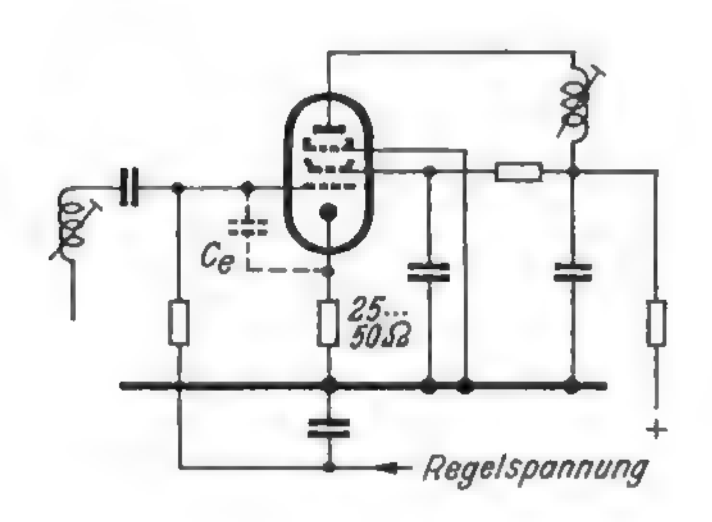


Bild 8,05
Ein kleiner unverblockter Katodenwiderstand verringert die Änderungen der Eingangskapazität beim Regeln einer Röhre

einen kleinen Katodenwiderstand ohne Parallelkondensator herabsetzen. Dadurch tritt eine Stromgegenkopplung auf, die wie jede Gegenkopplung äußeren Einflüssen entgegenarbeitet. Die unerwünschte Kapazitätsänderung wird dadurch auf ein erträgliches Maß verringert. Übliche Werte für diesen Katodenwiderstand sind 25 bis 50 Ω.

Allerdings wird durch die Gegenkopplung auch die Verstärkung vermindert, was beim Entwurf eines Fernsehempfängers zu beachten ist. Die Gegenkopplung darf auch nicht durch ungünstige Wahl der Erdpunkte verfälscht werden. Die Katode hat bei dieser Schaltung kein Erdpotential. Gitter 3 sowie Schirmgitter und Anodenkondensator sind also unmittelbar mit dem Chassis und nicht mit der Katode zu verbinden. Speziell für geregelte Zf-Stufen in Fernsehempfängern wurde die Spanngitter-Regelröhre EF 183 entworfen.

In geregelten Transistorstufen kann man den Einfluß von Kapazitätsänderungen durch Widerstände im Kollektorkreis herabsetzen.

Bild 8,06. Einfache automatische Verstärkungsregelung

In den ersten Nachkriegs-Fernsehempfängern arbeitete man noch mit der einfachen Schaltung nach dem Prinzip von Bild 8,041. In der Video-Detektorstufe wurde eine Richtspannung abgenommen, mit großer Zeitkonstante gesiebt und unmittelbar den geregelten Röhren als Gittervorspannung zugeführt. Bisweilen kombinierte man, wie hier im Bild, diese Regelung mit der Kontrasteinstellung.

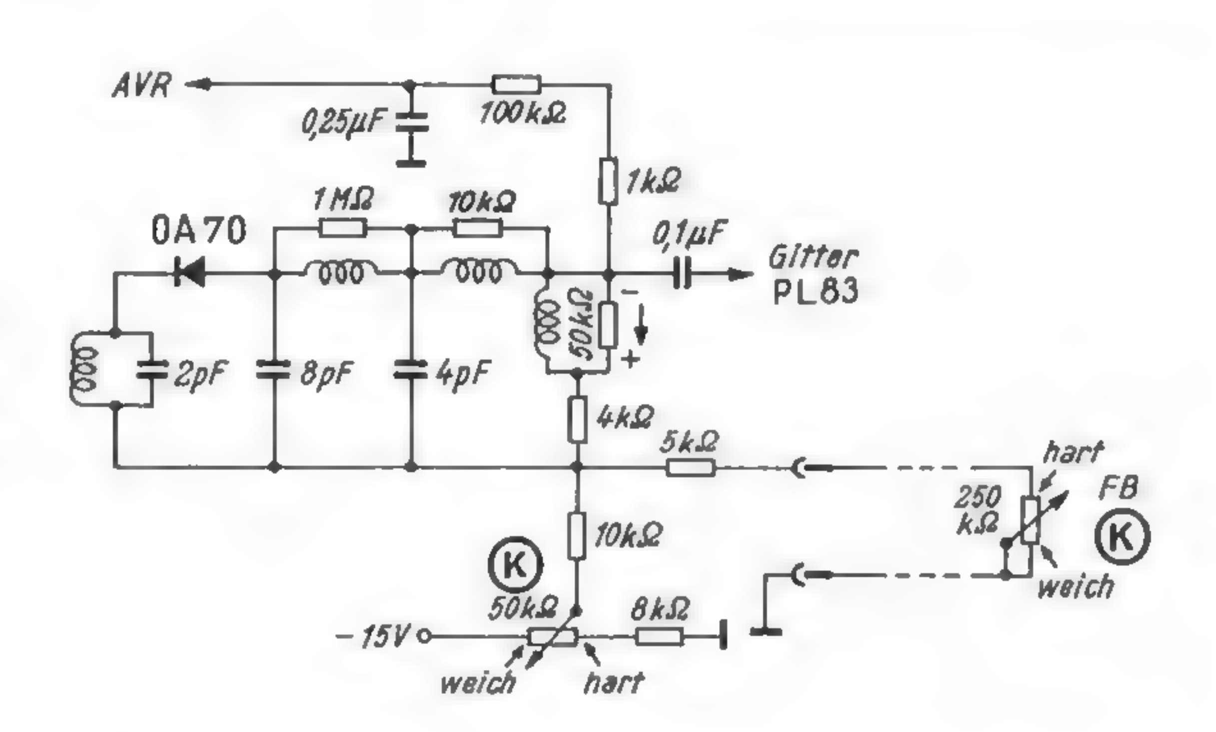


Bild 8,06
Einfache Verstärkungsregelung nach der Art eines Rundfunkempfängers kombiniert mit einer Kontrasteinstellung (Nordmende)

In Bild 8,06 liegt zu diesem Zweck der Fußpunkt des Diodenkreises nicht an Masse, sondern an dem Schleifer des Kontrasteinstellers K. Er führt bis zu −15 V Spannung gegen Masse. Die abgegriffene negative Spannung addiert sich zur Regelspannung. Geht man mit dem Schleifer nach rechts, dann ist die Zusatzspannung am kleinsten und die Verstärkung am größten, das Bild wird also härter.

Zur Fernbedienung liegt ein weiterer 250-kΩ-Stellwiderstand parallel zum erdseitigen Teil des Kontrasteinstellers. Schließt man diesen Fernbedienungswiderstand kurz, so wird unabhängig von der Kontrasteinstellung die zusätzliche negative Spannung unwirksam gemacht. Der Empfänger arbeitet mit voller Verstärkung, und das Bild wird härter.

Damit die handbetätigte negative Kontrasteinstellspannung nicht auf das Gitter der Video-Endröhre gelangt und sie zusperrt, ist in dieser Schaltung ein Kopplungskondensator von 0,1 µF in die Gitterzuleitung zur Röhre PL 83 eingeschaltet.

Bei anderen Geräten wurde die Regelspannung mit einer besonderen Regeldiode gewonnen. Auch Kurzschlußdioden, um die Eingangsröhre erst von einem Schwellwert an zu regeln, wurden benutzt. Da nur noch relativ wenige Geräte dieser Art im Gebrauch sind, sei hier auf die Besprechung von Einzelheiten verzichtet.

Getastete Regelung

Bild 8,07. Was dient als Meßwert?

Die Regelspannung wird wie beim Rundfunkempfänger aus dem demodulierten Zf-Signal gewonnen. Dabei besteht aber ein wichtiger Unterschied. Beim AM-Rundfunkempfänger bleibt nach Bild 8,071 der Mittelwert U_m eines modulierten Trägers gleich groß, auch wenn die Amplitude der Nf-Spannung sich ändert. Die Größe der Regelspannung soll dabei etwa diesem Mittelwert U_m entsprechen, nicht aber dem Spitzenwert bis zu den äußersten Kuppen der Hüllkurve. Dieser Mittelwert U_m ist unabhängig von der Modulation. Er ändert sich nur entsprechend der Eingangsspannung. Würde man den Spitzenwert zur Regelung heranziehen, dann würde die Regelautomatik bereits durch Dynamikunterschiede der Nf-Spannung betätigt, d. h. bei einer lauten Stelle eines Musikstückes würde die Verstärkung herabgeregelt.

Eine dem Mittelwert U_m entsprechende Gleichspannung gewinnt man im Rundfunkempfänger, indem man die Regelspannung unmittelbar am Empfangsgleichrichter abnimmt; seine Richtspannung entspricht nämlich diesem Mittelwert. Man verwendet aber auch besondere Regeldioden, die über eine *kleine* Kapazität an die letzte Zf-Stufe angekoppelt werden. Ein kleiner Kondensator kann sich nicht auf den Spitzenwert aufladen. Üblich sind im Rundfunkempfänger Kapazitätswerte von 50 pF.

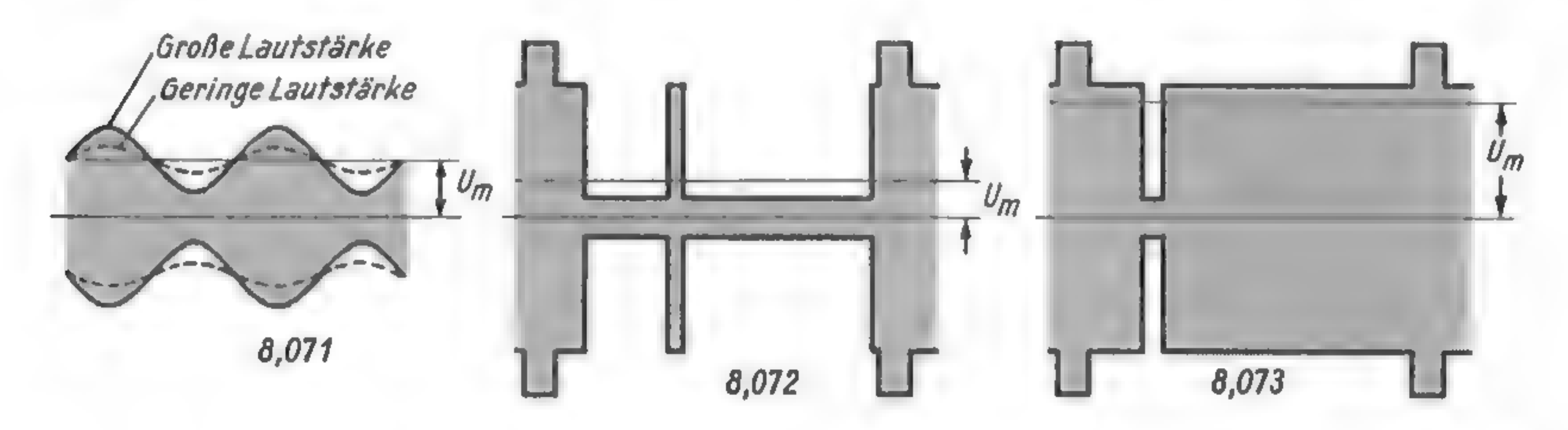


Bild 8,07. Im Rundfunkempfänger bleibt der Mittelwert U_m eines Trägers bei großer und geringer Lautstärke gleich (8,071); im Fernsehempfänger hängt der Mittelwert von der Helligkeit ab, 8,072 = helle Zeile, 8,073 = dunkle Zeile

Bei einem Fernsehempfänger liegen jedoch die Verhältnisse anders. Dort ändert sich der Mittelwert in Abhängigkeit von der Modulation. Eine Zeile mit hohem Weißanteil, z. B. nach Bild 1,10, ergibt ein kleines mittleres Spannungsniveau, entsprechend Bild 8,072. Beim Regeln mit diesem Mittelwert U_m würde die Verstärkung heraufgesetzt und die Bildröhre übersteuert werden. Bei einer Zeile mit hohem Schwarzanteil dagegen stellt sich nach Bild 8,073 ein großer Mittelwert ein, der den Empfänger herabregeln würde. Gewönne man also jeweils aus den Mittelwerten die Regelspannung, dann flackert die Bildhelligkeit in unerwünschter Weise.

Streng genommen müßte man also beim Fernsehempfänger stets einen besonderen Regelgleichrichter vorsehen, der nicht auf den Mittelwert, sondern auf die Spitzenwerte der Synchronisierimpulse anspricht. Die Synchronisierimpulse eignen sich deswegen gut zur Regelspannungserzeugung, weil sie stets gleich hoch sind, auch wenn der Bildinhalt wechselt. Andererseits sind sie aber von der Eingangsspannung des Empfängers abhängig und eignen sich deshalb zum Ausregeln verschieden großer Eingangsspannungen.

Bild 8,08. Die Taströhre

Die Regelspannung wird deshalb aus den Spitzenwerten der Gleichlaufimpulse abgeleitet. Sie werden beim Senden stets auf gleicher Höhe gehalten und sind daher ein Maßstab für die Empfangsfeldstärke. Ein Spitzengleichrichter mit RC-Gliedern niedriger Grenzfrequenz würde aber kurzzeitigen Feldstärkeschwankungen nicht folgen und zu träge regeln. Da die Gleichlaufimpulse jedoch nur einen geringen Bruchteil der Bildzeit ausmachen, besteht bei kleinen Widerständen und Kapazitäten im Gleichrichterkreis die Gefahr, daß die Regelspannung sich doch aus einem Mittelwert von Bild- und Synchronisiersignalen aufbaut.

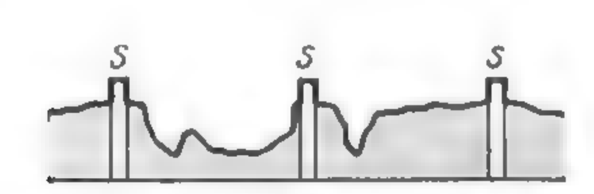


Bild 8,081. Nur aus den Gleichlaufimpulsen S wird Regelspannung gebildet

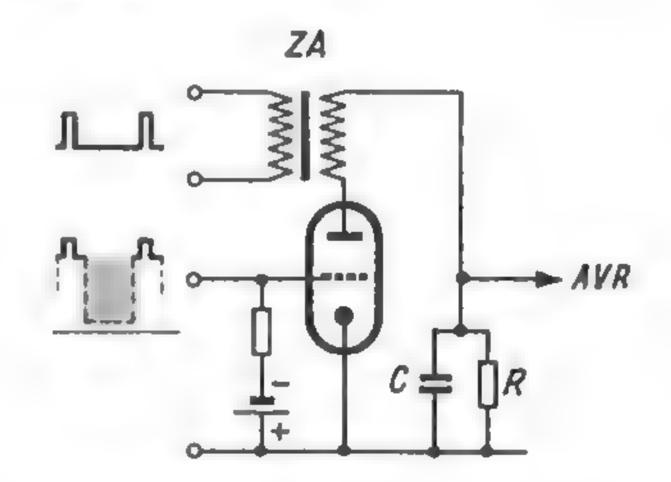


Bild 8,082.
Koinzidenzanordnung zum Erzeugen der Regelspannung aus den Gleichlaufzeichen
ZA = Zeilenausgangsübertrager

Deshalb erzeugt man nach Bild 8,081 die Regelspannung nur während der Gleichlaufimpulse. Man tastet dazu mit einer Koinzidenzröhre (vgl. Bild 7,12) aus dem gesamten Signalgemisch nur die Impulse heraus. Schaltungen dieser Art nennt man *getastete Regelung*. An das Gitter der Taströhre legt man nach Bild 8,082 das positiv gerichtete Bildsignalgemisch aus dem Videoteil und eine hohe negative Vorspannung, so daß nur die Impulsspitzen in den Aussteuerbereich hineinragen. Die Röhre erhält keine Anodengleichspannung, statt dessen werden aus einer Wicklung auf dem Zeilenausgangsübertrager die positiv gerichteten *Zeilenrückschlagimpulse* gegeben. Diese Impulse wurden bereits in Bild 5,24 erwähnt, sie werden später im Kapitel 11 ausführlich behandelt. Die Rückschlagimpulse fallen bei richtig arbeitendem Empfänger zeitlich mit den Zeilensynchronisier-Impulsen zusammen. Nur während dieser sehr kurzen positiven Zeilenrückschlagimpulse erhält die Röhre Anodenspannung und kann Strom führen. Während der gleichen Zeit liegen jedoch die Synchronisierzeichen am Gitter der Röhre und überwinden die negative Vorspannung. Von der Höhe der Impulsdächer am Gitter hängt die Größe des Anodenstromes ab, dagegen bleibt die Röhre gesperrt, während der Bildinhalt übertragen wird. Die Anodenstromstöße erzeugen am Widerstand R eine pulsierende Gleichspannung. Sie wird durch den Kondensator C geglättet und als Regelspannung verwendet.

Die Triode dient also als Verstärker und als gesteuerter Gleichrichter für die Synchronisierimpulse. Der Gleichrichter arbeitet nach dem Prinzip von Bild 5,052

und 7,12 und erzeugt eine negative Spannung gegen Erde. Bei kleiner Signalspannung wird die Röhre nur wenig aufgetastet, Anodenstrom und Regelspannung bleiben klein, der Zf-Verstärker arbeitet mit großer Verstärkung.

Diese Schaltung ist auch weitgehend unempfindlich gegen Störimpulse, denn diese werden ebenfalls ausgetastet, wenn sie nicht zufällig genau mit den Gleichlaufimpulsen zusammenfallen, was nur selten der Fall sein wird.

Bild 8,09. Triode als Taströhre

Die Tastimpulse (Zeilenrückschlagimpulse) werden hier über einen Hochspannungskondensator C an die Anode der Taströhre gegeben. C stellt dabei die Ladekapazität dar. An der Röhrenanode erhält man den negativen Pol der Richtspannung. Die Widerstände R und R 1 bilden die Ableitung des Gleichrichterkreises. Die Teilspannung am Widerstand R 1 wird mit dem Kondensator C 1 geglättet und ergibt die Regelspannung. Die Kapazitäten in den Regelleitungen von Fernsehempfängern sind stets sehr groß gewählt, damit sie sich auf den Spitzenwert der Impulse aufladen und diesen Wert auch während der relativ langen Zeiten halten, in denen die Taströhre gesperrt ist.

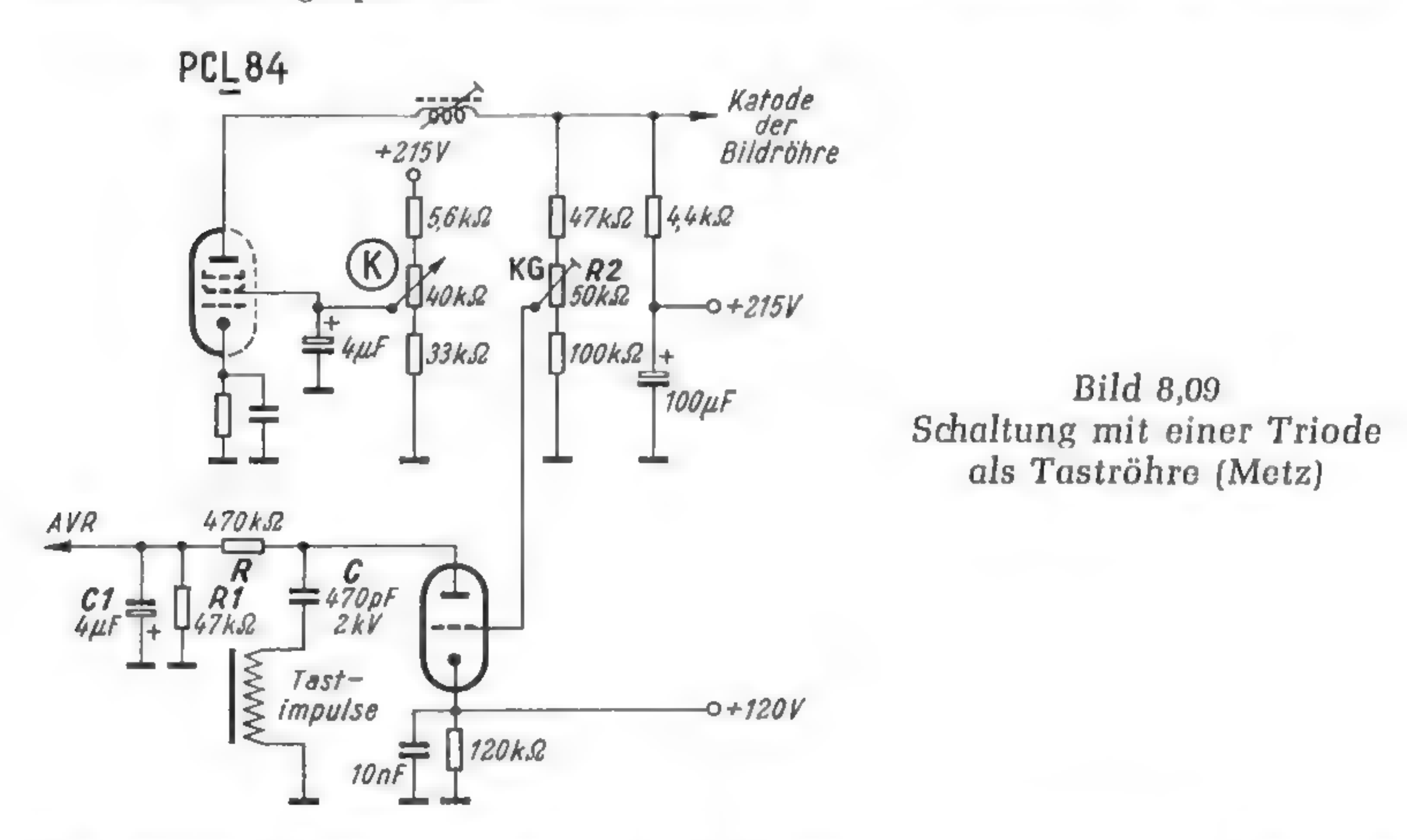


Bild 8,09
Schaltung mit einer Triode als Taströhre (Metz)

Die Taströhre wird am Gitter mit dem positiven Bildsignal aus der Video-Endstufe gesteuert. Die Höhe der Steuerspannung wird am Trimmpotentiometer R 2 eingestellt. Bei hoher Steuerspannung am Gitter läßt die Röhre viel Strom durch, bewirkt also eine hohe Regelspannung, die Verstärkung der Vorstufen und der Kontrast sind klein. Das Potentiometer R 2 dient also zum Grobeinstellen des Kontrastes(KG = Kontrast Grob). Die handbediente Kontrasteinstellung K liegt, wie aus Bild 5,17 bekannt, am Schirmgitterpotentiometer. Das Gitter der Taströhre soll nur durch die positiven Synchronisierimpulse aufgestoßen werden, deshalb ist die Katode auf + 120 V angehoben, um das Gitter stark negativ vorzuspannen.

Bild 8,10. Pentode als Taströhre – Schwellwertdiode

Bei der getasteten Regelung besteht die Gefahr, daß die hohen Zeilenrückschlagimpulse in den Videoteil übertragen werden und ihre Oberwellen dort Störungen verursachen. Man trennt darum den Videoteil durch geerdete Gitter oder Schirmgitter gegen die Zeilenrückschlagimpulse ab. In der vorliegenden Schaltung arbeitet

deshalb die Taströhre nach dem Prinzip der Koinzidenzröhre von Bild 7,124, ihr geerdetes Gitter und das Schirmgitter übernehmen also die Abschirmung. Die Taströhre wird an der Katode gesteuert, und zwar werden Vorspannung und Steuerspannung (Bildsignal) an der Katode der Video-Endröhre PL 83 abgenommen. Über den Kondensator von 1,5 nF liegen die positiven Zeilenrückschlagimpulse an der Anode. Während der gleichen Zeit öffnen die Synchronisierzeichen an der Katode die Röhre, an den Widerständen 560 kΩ und 220 kΩ entsteht die negative Regelspannung, ein Teil dieser Spannung wird mit dem 8-μF-Kondensator geglättet und steuert drei Zf-Verstärkerröhren.

Um bei starken Ortssendern bereits die Hf-Eingangsstufe wirksam herabzuregeln, ist eine weitere Regelspannungsleitung vorgesehen. Sie führt zum Gitter der Eingangsstufe. Hier darf die Regelung erst von einer gewissen Mindestfeldstärke einsetzen, damit die Empfindlichkeit nicht bereits bei sehr kleinen Eingangssignalen herabgesetzt wird. Andererseits sollen jedoch Übersteuerungen durch große Eingangsspannungen vermieden werden. Man darf also die Eingangsstufe erst von einem Schwellenwert ab regeln. Hierzu dient das als Schaltdiode wirkende Bremsgitter der ersten Zf-Röhre EF 80. Infolge der schwachen positiven Vorspannung über

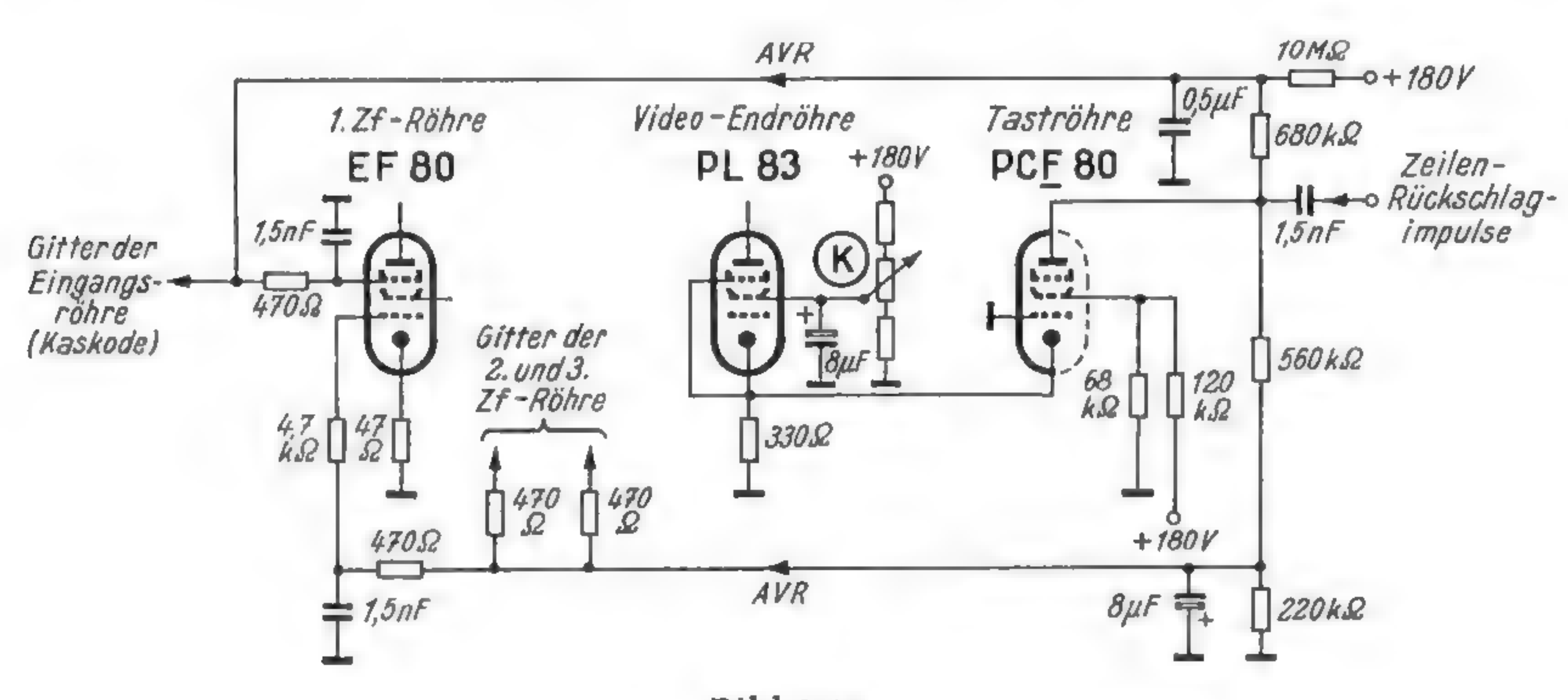


Bild 8,10
Getastete Regelung mit einer Pentode (Philips)

den 10-MΩ-Widerstand zieht es Strom und schließt die Regelleitung kurz. Erst wenn die von der Taströhre erzeugte negative Regelspannung die positive Vorspannung überwindet, dann nimmt auch das Bremsgitter keine Elektronen mehr auf und die obere Regelspannung beginnt auf die Eingangsröhre zu wirken.

Als Schaltdioden finden die verschiedenartigsten Ventilstrecken Verwendung. So gibt es Empfänger, bei denen die Diode einer Verbundröhre, z. B. einer EBF 89, hierfür verwendet wird. Auch Trioden, beispielsweise aus einer Röhre ECH 84, können als Schaltdioden benutzt werden. Ebenso sind Kristalldioden und Selenventile als Schaltdioden brauchbar. Um die Diode zu finden, verfolgt man zweckmäßig die von der Taströhre zum Gitter der Eingangsstufe führende Regelleitung. Irgendwo erhält sie, meist über einen hochohmigen Widerstand von 5 bis 15 MΩ, eine positive Vorspannung, und an diesem Teil des Leitungszuges muß auch die Diodenstrecke gegen Erde liegen.

Bild 8,11. Prinzip der Raumlichtanpassung

Die automatische Verstärkungsregelung hält den Kontrast auf dem Bildschirm konstant, doch ist dies nicht immer der erstrebenswerte Zustand. Ein Bild, das abends im mäßig beleuchteten Zimmer angenehm und kontrastreich wirkt, erscheint am Tage bei hellem Zimmer zu flach, und man muß den Kontrast erhöhen, also die Bildröhre mehr aussteuern. Um den Kontrast selbsttätig an die Raumhelligkeit anzupassen, hat man ebenfalls automatisch arbeitende Schaltungen erdacht. Man fühlt mit einem Fotowiderstand die Raumhelligkeit ab und steuert mit dem umgeformten Meßwert den Kontrast, d. h. die Aussteuerung der Bildröhre nach. Als Stellglied dient dabei die Video-Endstufe, deren Verstärkung im richtigen Sinne beeinflußt wird.

Man könnte meinen, es handelt sich hier ebenfalls um eine automatische Regelung. Das ist streng genommen jedoch nicht der Fall, denn es fehlt der geschlossene Regelkreis. Bildschirm und Fotozelle sind zwar über die Raumhelligkeit gekoppelt, aber die Raumhelligkeit ist keine Regelstrecke, denn sie kann durch den Fernsehempfänger nicht geändert werden. Die Regeltechnik bezeichnet vielmehr, wie im vorigen Kapitel ausgeführt, in diesem Fall die Raumhelligkeit als *Störgröße*. Diese Störgröße beeinträchtigt die gewünschte Wirkung der automatischen Verstärkungsregelung.

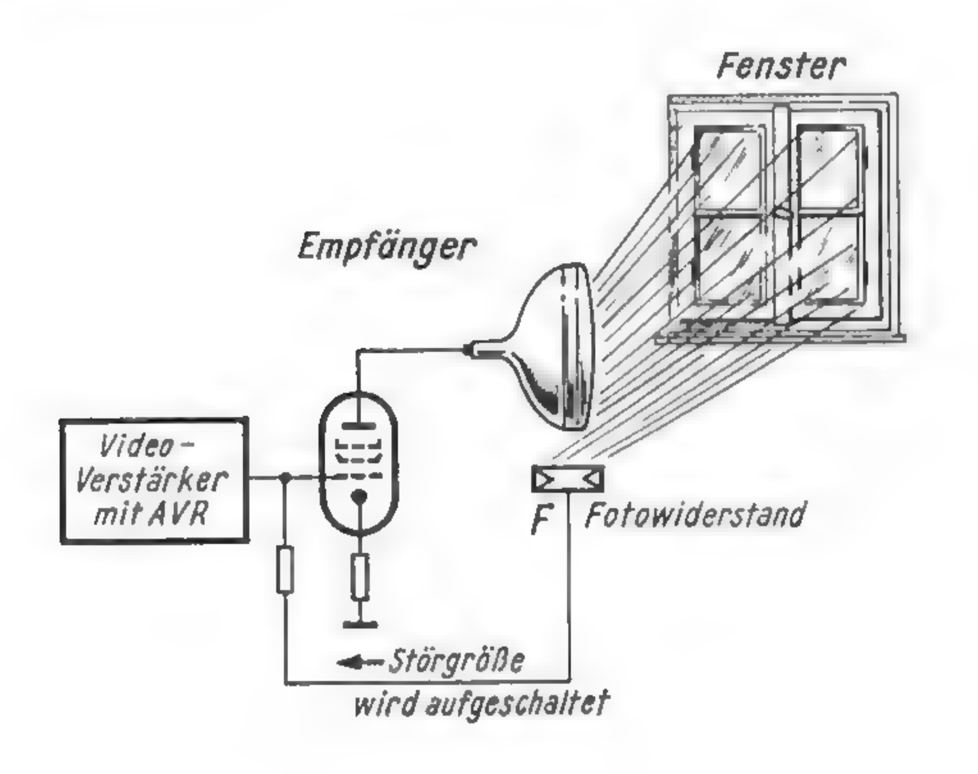


Bild 8,11
Die Raumlichtanpassung als Störgrößen-Aufschaltung für eine Verstärkungsregelung

Um diese Beeinträchtigung auszugleichen, wird die Störgröße selbst hergenommen, um die eigentliche Regelung zu korrigieren. Man nennt dies: Regelung mit Störgrößen-Aufschaltung. Der Erfolg der Störgrößen-Aufschaltung, nämlich der größere Bildkontrast im hellen Zimmer wird nicht auf den Fühler F zurückgemeldet, es liegt also kein geschlossener Regelkreis vor. Die Störgrößen-Aufschaltung kann einen Regelkreis ergänzen (vgl. Bild 7,05), aber nicht ersetzen.

Bild 8,12. Schaltung zur Raumlichtanpassung

Als Fühler für die Raumlichtanpassung dient ein Fotowiderstand. Er ändert seinen Ohmwert in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke. Der Widerstandswert wird um so kleiner, je stärker die Zelle belichtet wird. Schaltet man einen solchen auf der Frontseite des Empfängergehäuses angeordneten Widerstand so mit dem Potentiometer für die Kontrasteinstellung zusammen, daß bei heller Beleuchtung der Kontrast erhöht wird, dann ergibt sich die gewünschte Wirkung.

In Bild 8,12 wird der Kontrast durch Ändern der Gittervorspannung der Video-Endröhre mit Hilfe des Widerstandes *R* 1 eingestellt. Die Katodenspannung ist durch einen großen (hier vereinfacht dargestellt) Katodenwiderstand *R* 7 angehoben, so daß durch Verstellen des Abgriffes am Widerstand *R* 1 der Kontrast weitgehend beeinflußt werden kann.

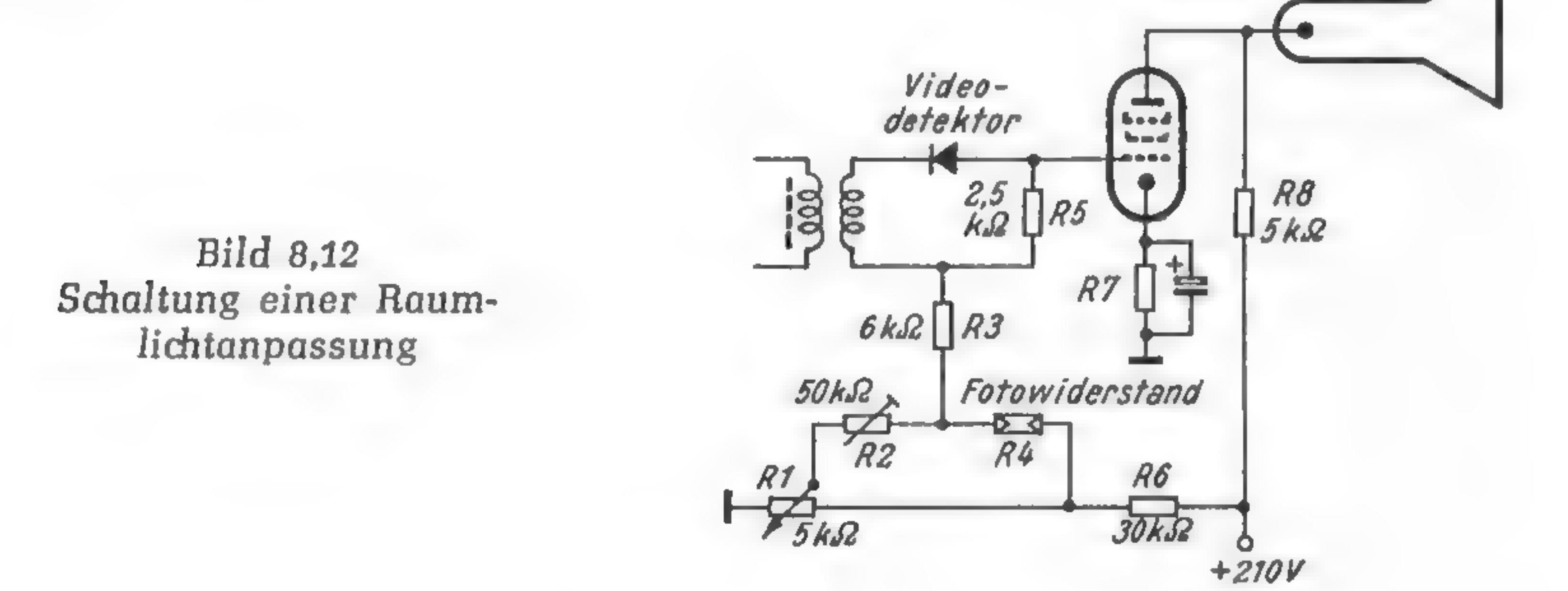


Bild 8,12
Schaltung einer Raumlichtanpassung

Zwischen dem Schleifer des Potentiometers und dem Verbindungspunkt des Spannungsteilers *R* 1/*R* 6 liegt in Reihe mit dem Trimmwiderstand *R* 2 der Fotowiderstand *R* 4. Sein Wert ändert sich zwischen 5 kΩ bei größter Helligkeit und 200 kΩ bei geringer Beleuchtung. Hat er bei großer Raumhelligkeit seinen niedrigsten Wert, dann gelangt über die Widerstände R 6 und R 4 eine positive Spannung an das Gitter der Endröhre. Die Verstärkung und damit der Kontrast werden größer. Je dichter der Schleifer des Kontrasteinstellers am Massekontakt steht, um so stärker ist die Wirkung des Fotowiderstandes.

9. Impulsabtrennung

Wir haben bis jetzt den Weg des Fernsehsignals vom Eingang des Empfängers bis zur Bildröhre verfolgt und gesehen, wie dort die Amplitudenschwankungen des Signals wieder in Helligkeitswerte zurückverwandelt werden. Das Bildsignalgemisch enthält aber außer den Amplitudenschwankungen für den Helligkeitsverlauf die Synchronisierzeichen für die Zeilenanfänge und für den Rasterwechsel. Die weiteren Ausführungen beschäftigen sich mit dem Heraussieben dieser Zeichen aus dem Signalgemisch und mit der Sortierung in Zeilen- und Rasterimpulse. – Hierzu noch folgende Bemerkung:

Bisweilen wird auch die Bezeichnung Puls *für periodisch wiederkehrende Impulse verwendet. Man vergleiche hierzu den Puls des Blutkreislaufes. Wenn der Arzt den* Puls *mißt, dann mißt er die* Puls-Frequenz, *also auch hier wird unter Puls eine periodische Reihe verstanden. Ein* Impuls *ist dagegen in dieser Betrachtungsweise nur ein einziger Spannungsstoß. Deshalb ist z. B. die in der Werkstatt übliche Ausdrucksweise „Der Zeilenimpuls" eigentlich unkorrekt, es muß vielmehr heißen „Die Zeilenimpulse" oder „Der Zeilenpuls", denn es handelt sich hierbei stets um eine periodische Impulsreihe, also um eine Mehrzahl von Impulsen.*

Amplitudensieb

Bild 9,01. Abtrennen der Synchronisierzeichen vom Bildsignalgemisch

Bei der Besprechung der Grundlagen einer Bildübertragung wurde betont, daß die Zeilen- und Bildanfänge im Empfänger unbedingt genau im gleichen Takt wie im Sender erfolgen müssen. In dem Signalgemisch sind daher außer der Amplitudenmodulation für die Bildhelligkeitswerte noch die Frequenzen von 15 625 Hz für die Zeilenimpulse und 50 Hz für die Rasterwechselimpulse enthalten[1]). Diese Impulse müssen herausgesiebt werden. Das Verfahren dafür entspricht etwa dem Heraussieben der Frequenzmodulation mit Hilfe von Begrenzerstufen beim UKW-Empfang.

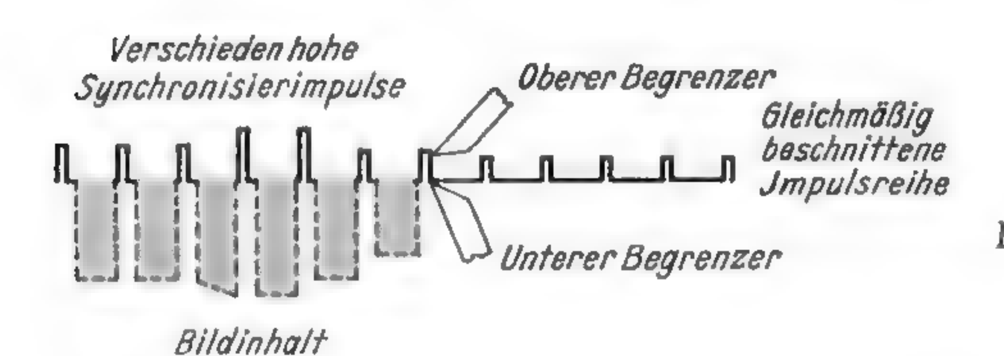


Bild 9,01
Abtrennen der Gleichlaufimpulse durch Abkappen des Bildinhaltes und ungleich hoher Impulsscheitel

Beim Fernsehen ist die Helligkeits-(Amplituden-)Modulation zwar keine Störspannung, wie beim UKW-Rundfunk, sondern eine Nutzspannung, die für den Bildaufbau benutzt wird. Für die eigentlichen Synchronisierzeichen ist sie jedoch überflüssig, und sie muß deshalb abgekappt werden. Wird auch durch eine Schwarzwertsteuerung oder andere Schaltungsmaßnahmen das Signalgemisch säuberlich

[1]) Nach einer Abkürzung aus der Sendetechnik bezeichnet man das Signalgemisch auch als *BAS-Signal*, denn es setzt sich zusammen aus den Bild-, Austast- und Synchronisierzeichen.

um den Schwarzpegel als Bezugslinie aufgefädelt, so kann infolge von Empfangsspannungsschwankungen doch die Höhe der Synchronisierzeichen schwanken. Zweckmäßig werden deshalb nicht nur die Amplitudenschwankungen des eigentlichen Bildinhaltes auf der einen Seite des Signalgemisches, sondern auch die verschieden hohen Impulsscheitel auf der anderen Seite abgekappt, so daß man eine gleichmäßig beschnittene Impulsreihe bekommt, die nur die Impulsfrequenzen 15 625 Hz und 50 Hz enthält. Dieses Abkappen oben und unten wird zweckmäßig auf zwei Stufen verteilt. In der ersten wird der Bildinhalt weggeschnitten, und in der zweiten werden die ungleich hohen Scheitel der Impulse auf gleiche Höhe gebracht.

Bild 9,02. Abkappen der Bildamplituden durch eine Diodenschaltung

Das Abkappen könnte grundsätzlich mit vorgespannten Dioden erfolgen. Man gibt einer Diode eine negative Vorspannung $-U_v$, von einigen Volt und verschiebt dadurch ihren Arbeitspunkt soweit nach links, daß der Schwarzpegel auf den Kennlinienknick fällt. Die links davon liegenden Helligkeitsamplituden erzeugen dann noch keinen Diodenstrom, sondern nur die nach rechts herausragenden Synchronisierimpulse. Der Diodenstrom enthält also nur die Synchronisierzeichen.

Praktisch verwendet man jedoch vorzugsweise Schaltungen mit gittergesteuerten Röhren zum Abtrennen der Impulse, weil sie hierdurch gleichzeitig verstärkt werden.

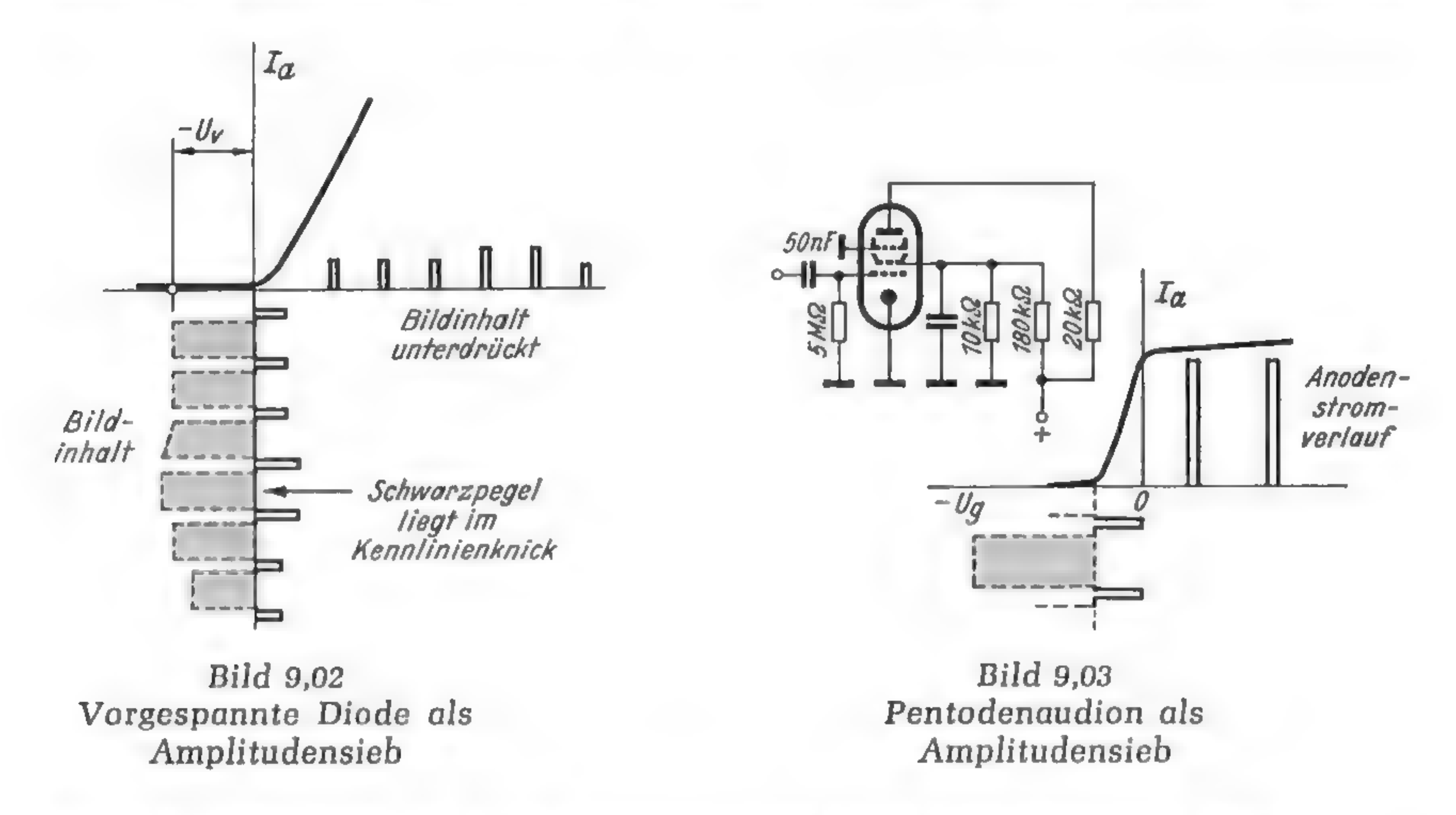


Bild 9,02
Vorgespannte Diode als Amplitudensieb

Bild 9,03
Pentodenaudion als Amplitudensieb

Bild 9,03. Abtrennen der Synchronisierimpulse durch gittergesteuerte Röhren

Eine solche kombinierte Gleichrichter- und Verstärkerwirkung besitzt die Audionschaltung. Bekanntlich kann man sich ein Audion als Parallelschaltung einer Diode zur Gitter-Katoden-Strecke einer Verstärkerröhre denken. Führt man dem Gitter die Video-Spannung mit positiv gerichteten Gleichlaufimpulsen zu, dann wird das ganze Signalgemisch gleichgerichtet.

Das RC-Glied im Gitterkreis (Audionkombination) erhält hierfür so große R- und C-Werte, daß Spitzenwertgleichrichtung auftritt. Am Gitterwiderstand entsteht also eine negative Vorspannung, die der Gesamtamplitude des Signalgemisches entspricht. Als Röhre wird vielfach eine Pentode verwendet. Man gibt ihr eine so niedrige Schirmgitterspannung, daß der Fußpunkt der Kennlinie bei 3...4 V negativer

Vorspannung liegt. Das Signalgemisch wird jedoch von der Video-Endstufe bezogen und besitzt Spitzenspannungswerte von 20...60 V. Infolge der Spitzengleichrichtung entsteht also eine automatische negative Vorspannung dieser Größe. Der Arbeitspunkt liegt ganz weit links, und nur die eigentlichen Synchronisierzeichen fallen in den Aussteuerbereich der Röhre und erzeugen Anodenstromstöße. Die niedrige Schirmgitterspannung bewirkt außerdem, daß die Röhre sehr schnell übersteuert wird. Bei genügend großen Impulsamplituden tritt daher bereits auch an den Scheiteln eine sehr erwünschte Begrenzerwirkung auf.

Die Schaltung arbeitet also wie die Begrenzerstufe im Zf-Teil eines FM-Empfängers, nur liegt die Grenzfrequenz[1]) der Gitterkombination bedeutend niedriger. Sie beträgt in Bild 9,03

$$f_{gr} = \frac{159\,000}{R \cdot C} = \frac{159\,000}{5 \cdot 50\,000} = 0{,}64 \text{ Hz} \qquad (\text{M}\Omega, \text{ Hz, pF})$$

Diese Grenzfrequenz ist so niedrig im Vergleich zu den Impulsfrequenzen von 50 Hz und 15 625 Hz, daß das Gitter dauernd auf dem Scheitelwert aufgeladen bleibt, ohne daß die Spannung in den Pausen zwischen den Impulsen absinkt. Es ergibt sich also an der Trennröhre eine fast konstante negative Vorspannung, die über viele Bildwechsel hinweg unabhängig von den schwankenden Helligkeitsamplituden ist.

Die positiv gerichteten Synchronisierimpulse überwinden jedoch diese weit im Negativen liegende Vorspannung und erzeugen impulsartige Anodenstromstöße im Rhythmus der Synchronisierzeichen.

Bild 9,04. Einstufiges Amplitudensieb

Diese Schaltung arbeitet mit einer Röhre EF 80. Der erste Kondensator von 4,7 nF in der Gitterleitung bildet mit dem 2-MΩ-Gitterableitwiderstand eine Audionkombination, wie in Bild 9,03 besprochen. Zusätzlich liegt in der Gitterleitung ein RC-Glied

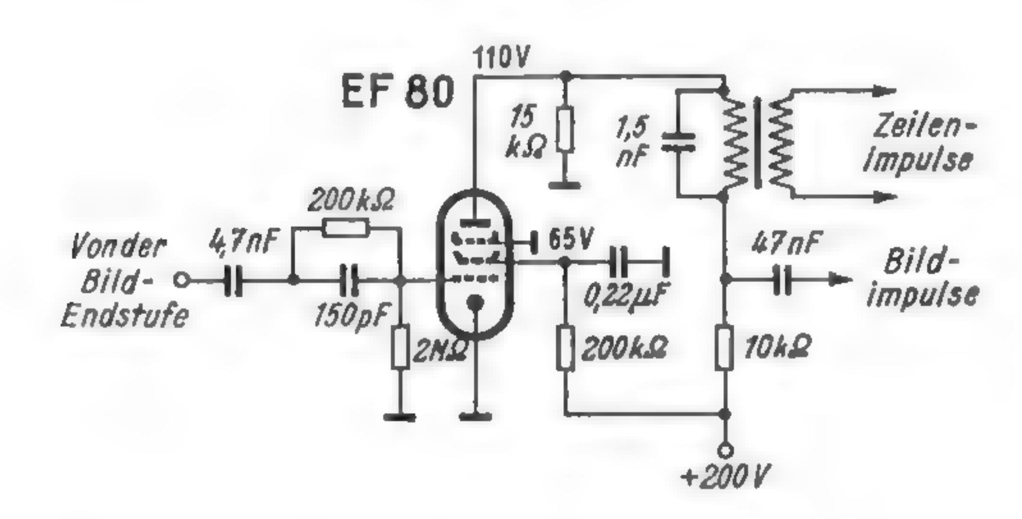


Bild 9,04 Einfaches Amplitudensieb mit einer Pentode (Grundig)

aus 200 kΩ und 150 pF. Es verhindert, daß Störimpulse (Zündfunken) den Gitterkondensator so weit aufladen, daß die Röhre vollkommen gesperrt wird und überhaupt keine Nutzimpulse mehr durchkommen. Man kann sich die Wirkung so vorstellen, als ob der 4,7-nF- und der 150-pF-Kondensator in Reihe liegen. Die Gesamtkapazität ist also klein. Die Grenzfrequenz der Kombination ist demnach bedeutend höher als in Bild 9,03. Das bedeutet, daß die Gesamtkapazität sich zwar auf den Scheitelwert der Störimpulse auflädt, der größere Teil der Spannung jedoch an dem 150-pF-Kondensator liegt. Dieser entlädt sich sofort wieder über den 200-kΩ-Widerstand, und kurz nach dem Abklingen der Störungen arbeitet das Amplitudensieb wieder normal.

---
[1]) Vgl. Funktechnik ohne Ballast, 5. und weitere Auflagen, Bild 3,34.

Schirmgitter- und Anodenspannung der Röhre EF 80 sind verhältnismäßig niedrig bemessen, um die Begrenzerwirkung zu unterstützen. Bei der Anodenspannung wird dies durch einen Spannungsteiler erzielt. Er besteht aus dem 10-kΩ-Anodenwiderstand und einem weiteren 15-kΩ-Widerstand, der von der Anode gegen Masse liegt. Die Zeilenimpulse werden mit Hilfe eines Übertragers, die Bildimpulse über einen Kondensator von 47 nF aus dem Anodenkreis ausgekoppelt. Wie Zeilen- und Bildimpulse voneinander getrennt werden, wird in den folgenden Abschnitten über die Gewinnung der Synchronisierzeichen behandelt.

Bild 9,05. Zweite Impulstrennstufe

In der Audionstufe Bild 9,03 müssen die Impulse stets positiv gerichtet sein, um die gewünschte Wirkung zu erzielen. Durch die Phasenumkehr in der Röhre sind die *Spannungs*impulse an der Anode negativ gerichtet. (Bei allen Impulsschaltungen ist stets einwandfrei zwischen Spannungs- und Stromimpulsen zu unterscheiden. Positiv gerichtete *Strom*impulse ergeben nämlich negativ gerichtete *Spannungs*impulse, denn beim Ansteigen des Anoden- bzw. Kollektorstromes sinkt die Spannung an der Anode oder am Kollektor.)

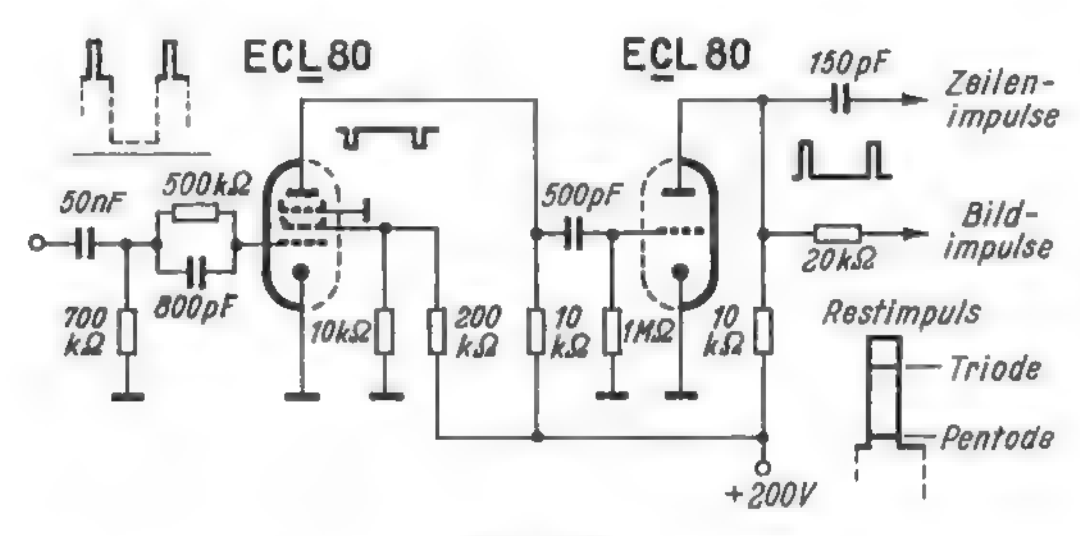


Bild 9,05
Doppelseitige Begrenzung in zwei Stufen (Körting)

Führt man die am Fußpunkt beschnittenen, jetzt negativ gerichteten Impulse einer zweiten Audionschaltung zu, so wird nun auch die entgegengesetzte Seite, also der Scheitel der Impulse beschnitten. Gleichzeitig erfolgt nochmals eine Verstärkung. Diese beiden Funktionen (Beschneidung der Impulse oben und unten) werden gern in einer Verbundröhre durchgeführt. Man bedient sich hierzu meist der Röhrentypen ECL 80, PCL 80 oder ECH 84. Bei der hier dargestellten Schaltung mit der ECL 80 dient das Pentodensystem wie in Bild 9,03 zum Abkappen der Bildmodulation, während das Triodensystem die Impulsscheitel abschneidet. Im Anodenkreis der Triode entstehen daher positiv gerichtete doppelseitig beschnittene und verstärkte Spannungsimpulse. Aus dem ursprünglichen Impuls wird gewissermaßen ein Streifen herausgeschnitten, so daß selbst bei schwachen Signalen und starkem Rauschen sehr exakte Gleichlaufzeichen gewonnen werden.

Das Parallel-*RC*-Glied zum Unterdrücken von Störimpulsen liegt hier unmittelbar vor dem Pentodengitter. Die Wirkung ist jedoch ähnlich wie in Bild 9,04. Die Grenzfrequenz dieses Gliedes liegt höher als die der eigentlichen Gitterkombination. Die regelmäßigen 15 625-Hz-Synchronisierimpulse wirken über den 800-pF-Kondensator in voller Größe auf das Gitter ein. Störimpulse von Zündfunken haben geringere Frequenzen. Für sie wird daher der 500-kΩ-Vorwiderstand wirksam, so daß die Störspannung am Gitter klein bleibt.

Bild 9,06. Amplitudensieb mit Störaustastung

Für den exakten Einsatz der Zeilen- und Bildanfänge ist es sehr wichtig, daß die Zeilen- und Bildkippgeräte nur durch die eigentlichen Synchronisierzeichen angestoßen werden. Es besteht nämlich die Gefahr, daß starke unregelmäßig auftretende Störimpulse die Kippgeräte zur falschen Zeit auslösen und das Bild verderben. Man ist deshalb bestrebt, Störimpulse bereits im Amplitudensieb unschädlich zu machen. Hierfür wurden besondere Röhren, die Heptode EH 90 und die Heptode in der Röhre ECH 84, geschaffen. Die beiden Steuergitter g_1 und g_3 dieser Röhren haben auf den Anodenstrom etwa gleichen Einfluß. Ihr Aussteuerbereich ist gering. Durch eine niedrige Schirmgitterspannung kann der Aussteuerbereich noch weiter eingeengt werden. Die Wirkung der Störaustastung beruht auf einer Antikoinzidenzschaltung nach Bild 7,13.

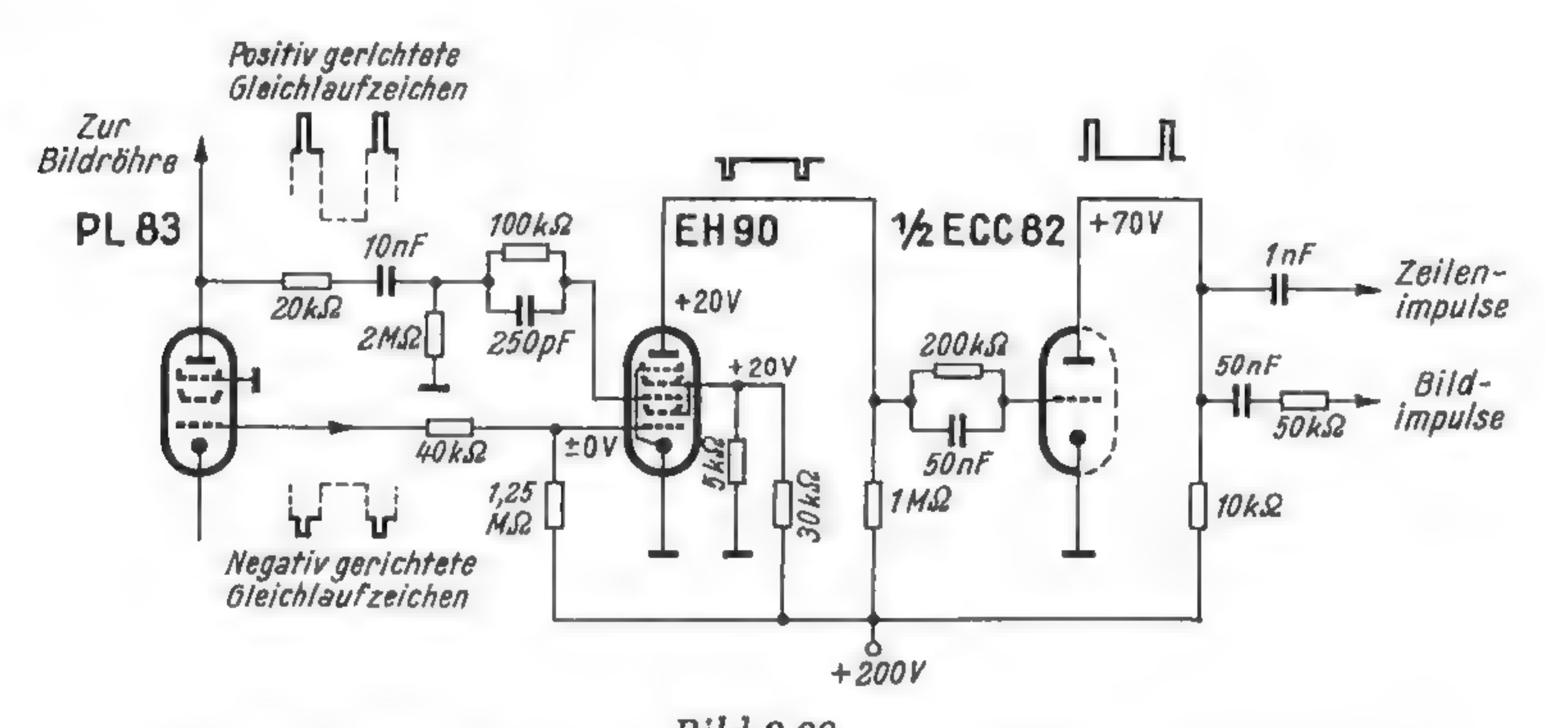


Bild 9,06
Amplitudensieb mit einer Heptode als Störaustaströhre (Graetz)

Wie die Schaltung zeigt, führt man dem Gitter 3 von der *Anode* der Video-Endröhre PL 83 her das vollständige Signalgemisch mit *positiv* gerichteten Gleichlaufzeichen über einen Kondensator von 10 nF zu. Der davorliegende 20-kΩ-Widerstand dient zur Entkopplung, damit die Eingangskapazität des Amplitudensiebes nicht die Video-Endstufe belastet. Unmittelbar vor dem Gitter 3 liegt ebenfalls eine RC-Kombination, um kleine Störamplituden zu unterdrücken. Dieses Gitter 3 wirkt also wie bei den bisher besprochenen Schaltungen Bild 9,03 bis 9,05. Durch die Audionwirkung wird der Arbeitspunkt zu negativen Werten hin verschoben, so daß nur die Gleichlaufzeichen (und gleich hohe oder größere Störimpulse) die Röhre öffnen und Anodenstromstöße erzeugen.

Das Gitter 1 der Röhre liegt über 1,25 MΩ an der Anodenspannung. Im Mittel stellt sich daran während des Betriebes eine Spannung von ± 0 V ein, die den Anodenstrom nicht beeinträchtigt. An dieses Gitter wird vom *Gitter* der Video-Endröhre PL 83 das *negativ* gerichtete Bildgemisch geführt. Die Spannungen sind nun so bemessen, daß das normale Bildsignal am Gitter 1 den Anodenstrom der Röhre noch nicht unterdrückt. Über die Gleichlaufzeichen hinausragende große negative Störspitzen sperren aber die Röhre. Solche Störspitzen unterdrücken sich damit selbst und lösen keine Anodenstromimpulse aus.

Sowie die Störungen aufhören, ist aber die Röhre sofort wieder frei, und sie läßt die normalen Gleichlaufzeichen vom Gitter 3 hindurch. Hierbei kann es zwar vorkommen, daß längere Störungen die Gleichlaufzeichen am Gitter 3 ebenfalls auslöschen.

Die Kippgeräte schwingen jedoch in solchem Fall selbständig für einige Zeit auf der richtigen Frequenz weiter. Man bezeichnet diese Schaltungsanordnung als *Störaustastung.* An Stelle der Röhre EH 90 kann auch ein anderes Heptodensystem, z. B. das der Röhren ECH 81 oder ECH 84 verwendet und die gegenphasige Steuerspannung für das erste Gitter durch eine besondere Phasenumkehrröhre erzeugt werden.

In Bild 9,06 gelangen die negativ gerichteten Synchronisierimpulse von der Anode der EH 90 auf das Gitter einer Triode. Sie beschneidet die Impulse gemäß Bild 9,05 auf der anderen Seite, und sie werden dann den Zeilen- und Bildablenkgeräten zugeführt.

Bild 9,07. Ein weiteres Amplitudensieb mit Störaustastung

Aus wirtschaftlichen Gründen verwendete man gern für zweistufige Amplitudensiebe nach Bild 9,06 die zunächst nur für Misch- und Oszillatorstufen in Rundfunkempfängern konstruierte Röhre ECH 81. Im Jahre 1961 schuf man jedoch speziell für diesen Zweck den Typ ECH 84 mit höheren Steilheiten im Heptoden- und Triodenteil und kurzer gerader Kennlinie des Heptodensystems, um die Synchronisierimpulse sehr exakt oben und unten zu beschneiden. Die Schaltung entspricht ziemlich genau dem vorhergehenden Bild. Bei einer Schirmgitterspannung von 14 V benötigen die Steuergitter 1 und 3 nur 2 V zum Aussteuern. Dies ergibt eine sehr gute Begrenzerwirkung. Da das Gitter 1 keine Regelcharakteristik hat, sperren an diesem Gitter auftretende negative Störimpulse das Heptodensystem rasch und sicher. Wegen der ebenfalls kurzen Durchsteuerkennlinie der nachfolgenden Triode werden in dieser Stufe die Impulse nochmals beschnitten. Sie werden damit am Ausgang des Amplitudensiebes praktisch unabhängig vom Eingangssignal.

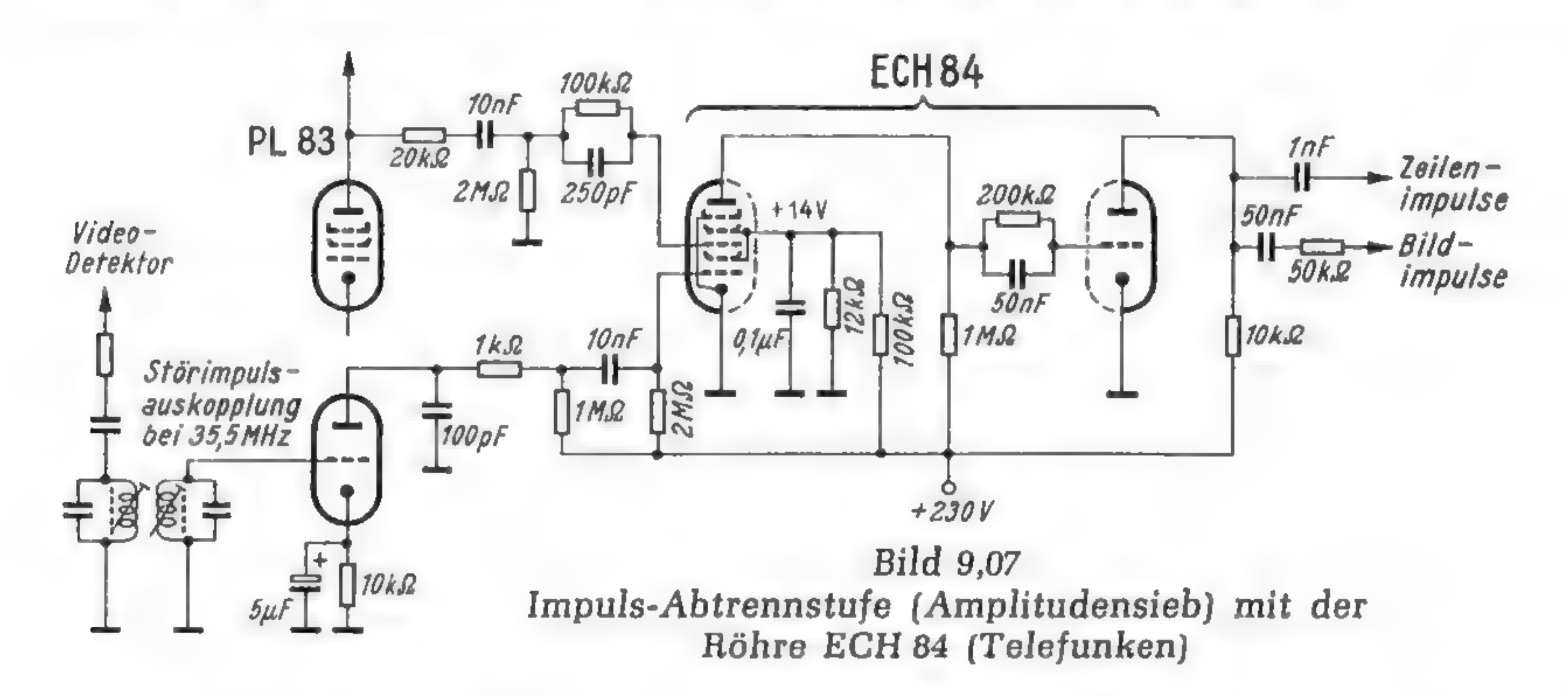


Bild 9,07
Impuls-Abtrennstufe (Amplitudensieb) mit der Röhre ECH 84 (Telefunken)

Die Stör-Austastimpulse werden hier auf eine andere Art gewonnen. Man koppelt an den letzten Kreis des Bild-Zf-Verstärkers unmittelbar vor dem Video-Detektor über ein selektives Bandfilter die Frequenz 35,5 MHz aus. Sie liegt mitten im Zf-Spektrum, jedoch genügend weit entfernt vom Bild- und Tonträger. Störamplituden sind mit Sicherheit in dieser Frequenz enthalten. Ihre Spannung wird in einem als Anodengleichrichter arbeitenden Triodensystem gleichgerichtet. Die im Anodenkreis auftretenden negativen Störspannungsspitzen gelangen dann an das Gitter 1 des Heptodensystems und tasten im Koinzidenz-Verfahren die Störamplituden aus dem Signal am Gitter 3 aus. Der Vorteil ist hierbei, daß das Austastsignal am Gitter 1 keine Synchronimpulse enthält wie in der vorigen Schaltung. Sie steuern dort den Anodenstrom etwas im entgegengesetzten Sinn, vermindern daher die Verstärkung.

Gewinnung der Zeilensynchronisierzeichen

Bild 9,08. Trennen von Zeilen- und Bild-Synchronisierimpulsen

Nachdem im Amplitudensieb die Synchronisierzeichen von der Bildmodulation und von Amplitudenstörungen befreit worden sind, müssen nun die 50-Hz-Bildwechselimpulse und die 15 625-Hz-Zeilenimpulse voneinander getrennt werden. Die Schaltung eines Fernsehempfängers gabelt sich also hinter dem Amplitudensieb in zwei getrennte Kanäle für die Zeilen- und Bildablenkung auf (vgl. Bild 3,01). Da zum Aufbau der Bildablenkzeichen höhere Spannungen erforderlich sind, wird bisweilen für die Bildablenkzeichen eine zusätzliche Verstärkerstufe vorgesehen. Die volle Impulsspannung wird dem Bildablenkteil zugeführt, eine Teilspannung dient zur Zeilensynchronisierung. – Hier wird zunächst die Gewinnung der Zeilensynchronisierimpulse besprochen.

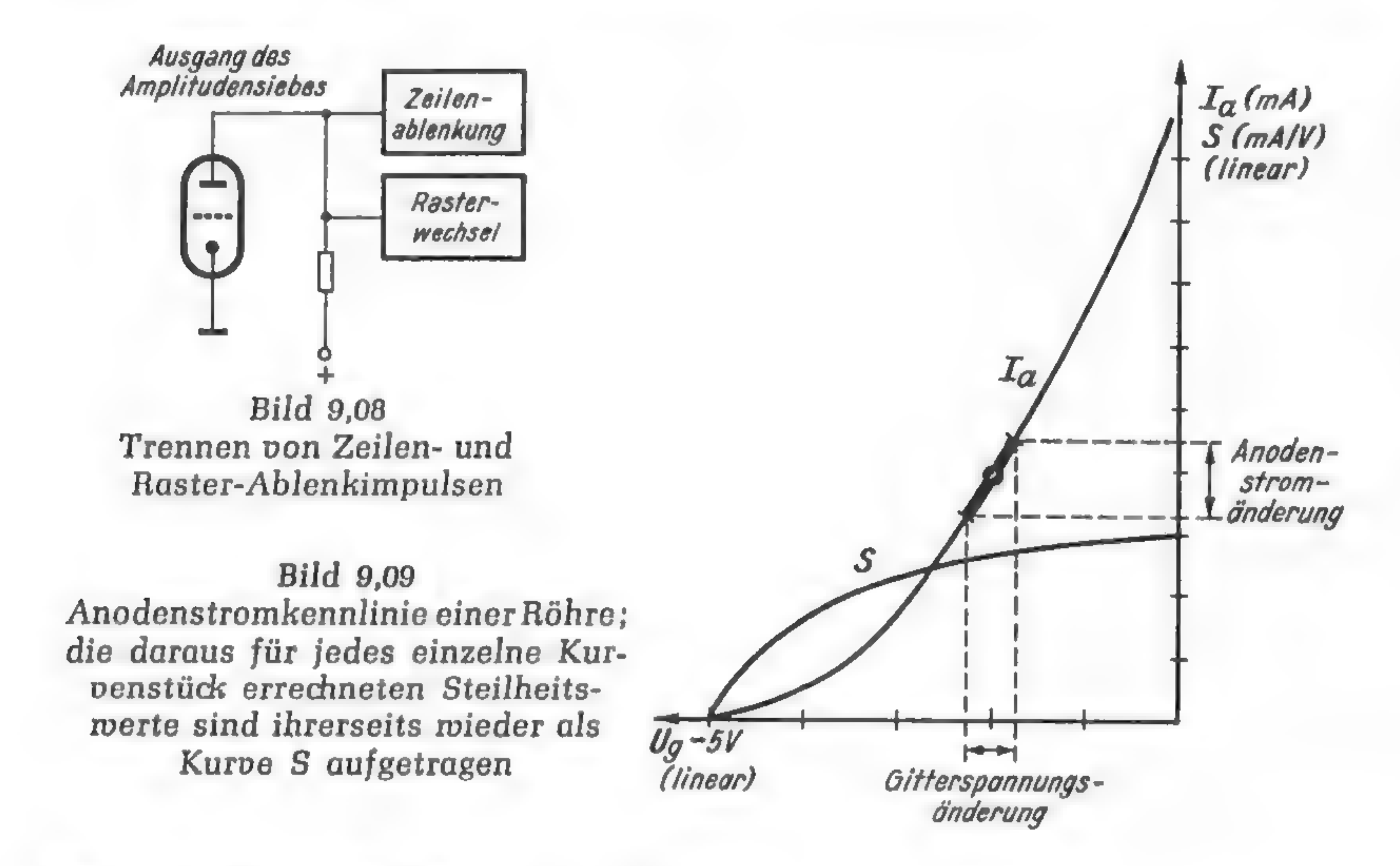


Bild 9,08
Trennen von Zeilen- und Raster-Ablenkimpulsen

Bild 9,09
Anodenstromkennlinie einer Röhre; die daraus für jedes einzelne Kurvenstück errechneten Steilheitswerte sind ihrerseits wieder als Kurve S aufgetragen

Bild 9,09. Was heißt Differenzieren?

In den Schaltungsbesprechungen der Fernsehempfänger finden sich oft die Begriffe Differenzieren und Integrieren. Sie stammen aus der höheren Mathematik, und viele Praktiker wissen damit nichts anzufangen. Deshalb sei hier zunächst der Begriff Differenzieren an einem allgemein bekannten Beispiel klargemacht.

Jeder Funktechniker weiß, was unter Röhrensteilheit S zu verstehen ist. S ist die Anodenstromänderung einer Röhre für 1 V Gitterspannungsänderung. Man ermittelt die Steilheit eines Kennlinienteiles, indem man die dort herrschende Anodenstromänderung durch die zugehörige Gitterspannungsänderung dividiert.

$$\text{Steilheit} = \frac{\text{Anodenstromänderung}}{\text{Gitterspannungsänderung}}$$

Für jedes Stück der Kennlinie ergibt sich meist ein etwas anderer Steilheitswert. Man kann diese aus der Kennlinie ermittelten Steilheitswerte nun ihrerseits wieder in Kurvenform auftragen. Wie leicht einzusehen, ergibt ein steiler Teil der ursprünglichen Kurve einen großen Steilheitswert, während ein flacher Kurventeil einen niedrigen Steilheitswert bewirkt. Bei dem waagerecht auslaufenden linken Kurvenstück der Röhrenkennlinie ist die Steilheit sogar gleich Null.

Dieser Begriff der Steilheit oder Steigung einer Kurve ist nun kein Spezialfall der Röhrentechnik, sondern wird in der Mathematik ganz allgemein zur Kennzeichnung der Steilheit von Kurven aller Art angewendet. Es gibt dabei sogar negative Steilheiten, nämlich für den Fall, daß die Kurve nicht nach rechts ansteigt, sondern abfällt. Auch in der Mathematik wird die Steigung ermittelt, indem man für die betrachtete Stelle der Kurve eine kleine Änderung in senkrechter (y-)Richtung durch die zugehörige Änderung in waagerechter (x-)Richtung dividiert.

Statt Änderung kann man aber auch Differenz sagen, es ist nämlich die Differenz zwischen zwei nahe beeinander liegenden Kurvenwerten. In dem Gebiet der Mathematik, das sich mit den Berechnungen von Kurven befaßt, nimmt man die beiden Werte ganz eng benachbart an, um genau die Steigung jedes kurzen Kurvenstückes erfassen zu können. Um äußerlich zum Ausdruck zu bringen, daß es sich hier nicht um die Differenz von zwei verhältnismäßig gut unterscheidbaren Werten, sondern von sehr dicht beieinander liegenden Werten handelt, spricht man dann nicht mehr von der Differenz, sondern von einem *Differential* und kürzt diesen Ausdruck mit d ab. $\mathrm{d}I_a$ würde also eine ganz kleine Anodenstromänderung bedeuten. Das ganze hierauf aufgebaute Rechenverfahren wird Differentialrechnung genannt.

Um die Steigung oder Steilheit einer Kurve auszudrücken, sind aber zwei Änderungen oder Differenzen oder Differentiale durcheinander zu dividieren. Der Ausdruck für die Röhrensteilheit lautet dann:

$$S = \frac{\mathrm{d}I_a}{\mathrm{d}U_g} \quad \text{oder allgemein} = \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x}$$

Differenzieren heißt also, die Steilheitswerte von beliebigen Kurven für jeden einzelnen Punkt der Kurven zu ermitteln.

Bild 9,10. Mathematisches Differenzieren einer Rechteckkurve

In der Impulstechnik haben wir es nun vorwiegend mit Rechteckkurven zu tun. Um den Zusammenhang zu den vorhergehenden Betrachtungen besser herzustellen, nehmen wir zunächst einen Impuls in Trapezform mit ganz schwach geneigten Flanken an (Bild 9,101). Die Steilheit des Kurvenstückes 1 – 2 ist offenbar Null. Die

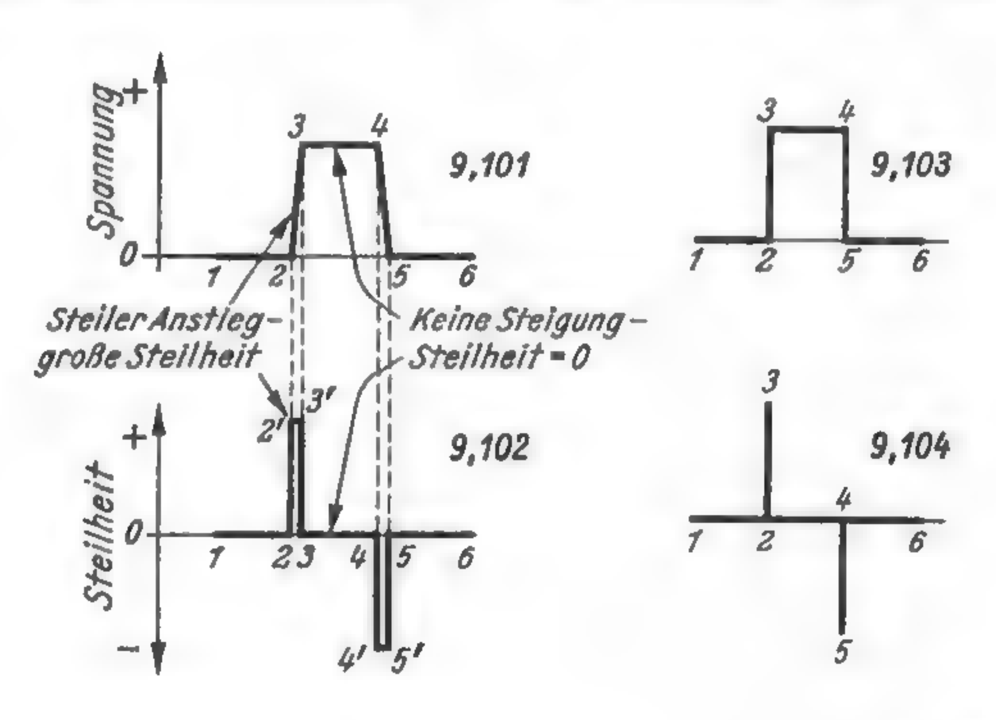


Bild 9,10
Ermitteln der Steilheitswerte von Rechteckimpulsen (Differenzieren)

Steilheitskurve Bild 9,102 verläuft also für 1 – 2 auf der Nullinie. Bei 2 – 3 steigt der Impuls ganz steil nach oben an. Diese Stelle hat daher eine große positive Steilheit und ergibt in der Steilheitskurve 9,102 einen großen positiven Wert. Für 3 – 4 verläuft die Kurve 9,101 wieder waagerecht, die Steilheit ist Null. Das Kurvenstück 4 – 5 fällt nach unten ab, die Steigung ist jetzt negativ und ergibt einen negativen Steilheitswert in 9,102. 5 – 6 endlich entspricht wieder der Steilheit Null. Beim Differenzieren der Trapezkurve ergeben sich also zwei schmale entgegengesetzt gerichtete Steilheitswerte.

Macht man die Impulsflanken nach Bild 9,103 noch steiler, dann schrumpfen die Werte in der Steilheitskurve zu ganz schmalen Strichen zusammen. Durch *mathematisches* Differenzieren eines Rechteckimpulses ergibt sich der Steilheitsverlauf von Bild 9,104.

Halten wir also nochmals fest: Differenzieren heißt, die Steilheitswerte einer Kurve für jedes einzelne Kurvenstück zu ermitteln und wiederum in Kurvenform aufzutragen. Dieses Differenzieren kann nun bei Impulsspannungen durch elektrische Schaltelemente erfolgen. Man kann dadurch aus Rechteckspannungen Kurvenformen etwa mit dem Verlauf von Bild 9,102 und 9,104 elektrisch erzeugen. Die dazu verwendeten Schaltglieder nennt man deswegen sinngemäß Differenzierglieder.

Bild 9,11. Elektrisches Differenzieren mit Hilfe eines RC-Gliedes

Um eine Rechteckspannung elektrisch zu differenzieren, gibt man sie nach Bild 9,111 auf ein als Hochpaß geschaltetes RC-Glied. Für die Spannung Null des Kurvenstückes 1 – 2 ist natürlich die Ausgangsspannung des Gliedes ebenfalls Null. Kommt jetzt der steile Spannungssprung 2 – 3 an den Eingang, so wirkt er wie die plötzlich ansteigende Halbwelle einer Wechselspannung sehr hoher Frequenz. Für Wechselspannungen besitzt aber der Kondensator nur einen geringen Widerstand. Fast die ganze Spannung 2 – 3 erscheint daher sofort an den Enden des Widerstandes R, und zwar in der Richtung des Spannungsanstieges, also positiv.

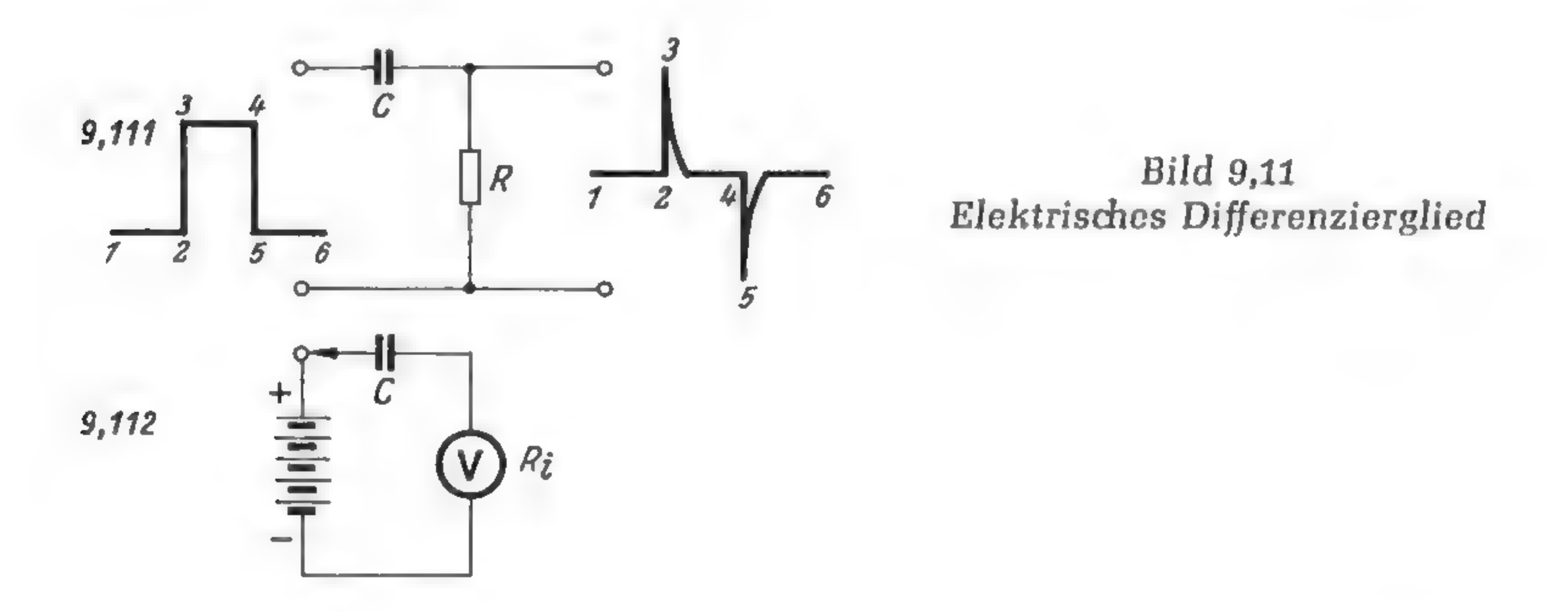


Bild 9,11
Elektrisches Differenzierglied

Während des darauffolgenden Zustandes 3 – 4 kann sich aber die Spannung am Widerstand R nicht halten, denn 3 – 4 im Rechteckimpuls ist ein Gleichspannungsanteil, der von Kondensatoren nicht übertragen wird. Die Spannung an R bricht also wieder zusammen und fällt auf Null ab. Dagegen ladet sich nun der Kondensator C auf die Gesamtspannung auf.

Man kann sich den Vorgang durch einen einfachen Versuch klarmachen, dessen Verlauf jeder Praktiker im voraus übersehen kann. Ein Kondensator C wird nach

Bild 9,112 über ein Voltmeter an eine Gleichspannungsquelle gelegt. Das Voltmeter schlägt kurz aus (Spannungsanstieg 2 – 3 in Bild 9,111) und wird dann wieder spannungslos, während nun der Kondensator auf die Batteriespannung aufgeladen ist. Gelangt in Bild 9,111 nun die abfallende Impulsflanke 4 – 5 an das RC-Glied, so verläuft der Ladestoß in umgekehrter Richtung, d. h. am Widerstand tritt ein kurzer negativ gerichteter Spannungszacken 4 – 5 auf, und anschließend klingt die Ausgangsspannung wieder auf Null ab. Es entsteht also durch diese Schaltung etwa ein Spannungsverlauf, wie er in Bild 9,10 mathematisch vorausberechnet wurde. Diese spitzen Spannungszacken eignen sich besser für die präzise Auslösung der Kippgeräte als reine Rechteckimpulse. Man wendet daher in allen Fernsehempfängern derartige Differenzierglieder an, um die eigentlichen Zeilensynchronisierungsimpulse zu erzeugen.

Bild 9,12. Bemessung des Differenziergliedes

Für die Bemessung eines solchen Differenziergliedes gelten folgende Überlegungen: Man kann die Anordnung als Kopplungskondensator und Gitterwiderstand einer Widerstandsverstärkerstufe auffassen (in der Praxis folgt sogar meist auf ein solches Differenzierglied eine Verstärkerröhre). Dieses Kopplungselement soll nur die sehr hohen Frequenzen übertragen, die in den Zeilenimpulsflanken enthalten sind. Nicht übertragen werden soll jedoch die eigentliche Zeilenimpulsfrequenz von 15 625 Hz. Die Grenzfrequenz eines solchen RC-Gliedes muß also weit oberhalb von etwa 15 kHz liegen. So ergaben sich bei der Überprüfung einiger Industrieschaltungen folgende Werte:

C pF	R Ω	f_{gr} kHz
27	100	62
10	100	160
100	10	160
50	2	1600

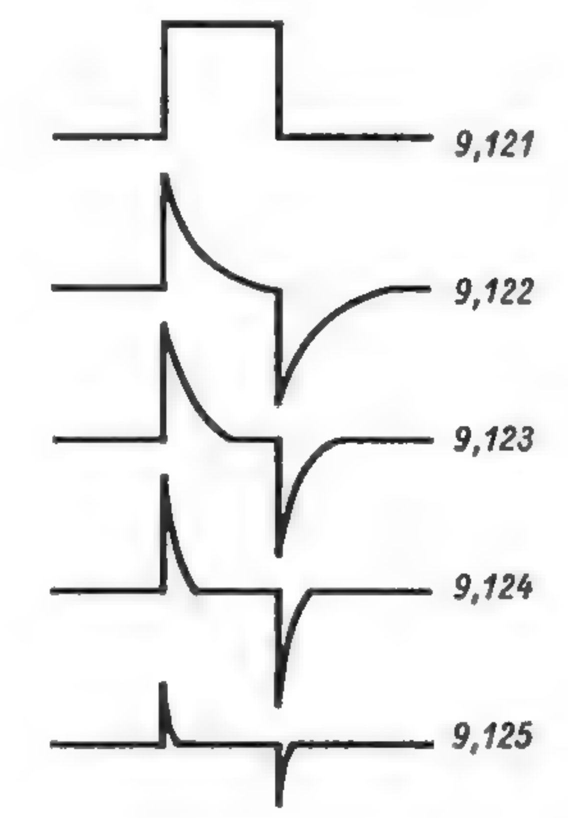


Bild 9,12
Verformen einer Rechteckkurve durch RC-Glieder mit verschieden großer Grenzfrequenz; 9,121 = ursprünglicher Impuls, 9,122 = niedrige Grenzfrequenz; in den folgenden Bildern wird die Grenzfrequenz allmählich weiter erhöht, in 9,125 ist eine sehr hohe Grenzfrequenz zu Grunde gelegt

Wie wirkt sich nun eine zu niedrige Grenzfrequenz bzw. ein zu großes RC-Produkt aus? Zur gedankenmäßigen Überlegung hilft wieder der Versuch von Bild 9,112. Macht man sowohl C als auch den Innenwiderstand R_i des Voltmeters sehr groß, so wird es beim Einschalten einer Gleichspannung eine ganze Weile dauern, bis durch den hohen Widerstand der große Kondensator auf den vollen Gleichspannungswert aufgeladen ist. Der anfängliche Spannungsstoß an R_i, also die am Instrument angezeigte Spannung, klingt daher viel langsamer auf Null ab. Es ergeben sich dann keine schmalen spitzen Zacken, sondern nur langsam in Form einer Entladekurve absinkende Scheitel (Bild 9,122). Bei einem mittleren Wert der Grenzfrequenz

fallen die Scheitel schneller ab (Bild 9,123), und wird die Grenzfrequenz wie bei den eigentlichen Differenziergliedern sehr groß, dann bilden sich die gewünschten Zacken aus (Bild 9,124). Bei extrem hoher Grenzfrequenz werden die Zacken sehr schmal und nicht ganz so hoch (Bild 9,125). Man kann also durch Wahl von R und C die gewünschte Form der Zacken einstellen. Diese Vorgänge lassen sich übrigens sehr schön mit einem Elektronenstrahloszillografen nachweisen.

Bild 9,13. Differenzieren der gesamten Fernseh-Impulsreihe

In der dem Differenzierglied zugeführten Impulsreihe sind auch die breiten Rasterwechselimpulse vorhanden. Jede steile Impulsflanke löst nun entsprechend ihrer Richtung positive oder negative Zacken aus. Das Impulsschema ist jedoch so angelegt, daß auch während der Rasterwechselimpulse im Takt der Zeilenimpulse die Zacken Z ausgelöst werden. Der Zeilengenerator erhält also auch während des Rasterwechsels die richtigen Synchronisierimpulse. Die dazwischenliegenden Spannungsspitzen im Abstand einer halben Zeile stören dabei den Vorgang nicht.

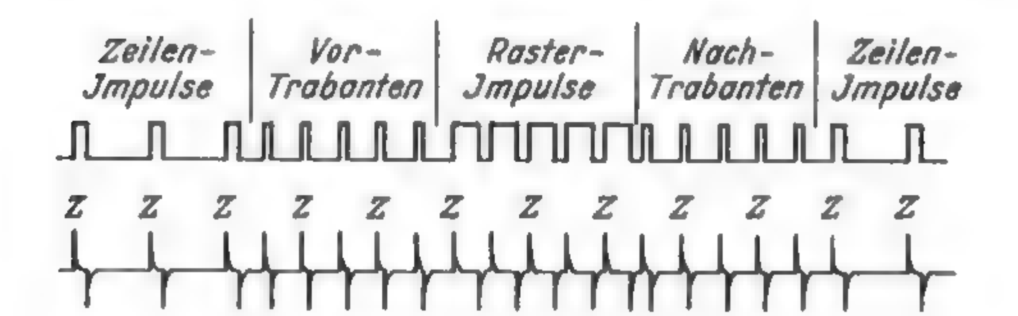


Bild 9,13
Differenzieren einer Fernseh-Impulsreihe

Bild 9,14. Differenzierstufe mit RC-Glied

Das Bild zeigt links die zweite Stufe eines Amplitudensiebes mit dem Triodensystem einer Röhre ECL 80 und dem Anodenwiderstand 10 kΩ. Über einen Widerstand von 20 kΩ wird die Impulsspannung für die Bildablenkung entnommen. Die Zeilenimpulse werden durch ein Differenzierglied, bestehend aus 150 pF und 5 kΩ, in positiv und negativ gerichtete Zacken umgeformt. Diese gelangen über ein RC-Kopplungsglied auf das Gitter einer weiteren Triode (1/2 ECC 82), die bereits zum eigentlichen Zeilenablenkgerät gehört.

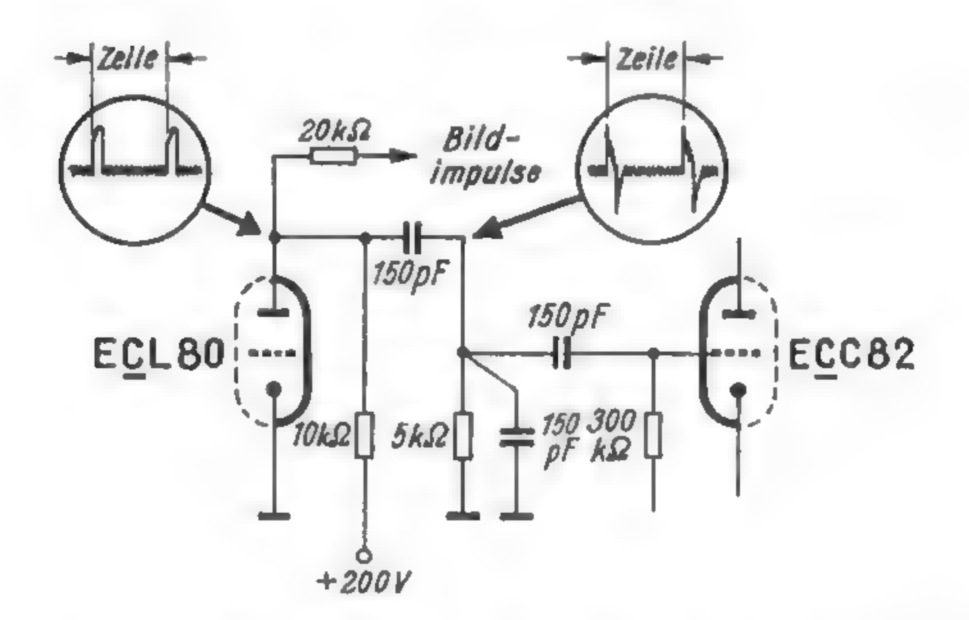


Bild 9,14
Oszillogramme der Zeilenimpulse bei einem einfachen Differenzierglied (Körting)

In den Kreisen sind die mit einem Oszillografen aufgenommenen Impulsformen dargestellt. Gegenüber der rein theoretischen Form ergeben sich in der Praxis gewisse Abrundungen an den Impulsdächern; auch treten geringe Reste des Bildinhaltes als breite verwaschene Grundlinie in Erscheinung. Betrachtet man die Oszillogramme vor und hinter dem Differenzierglied, so scheint es, als ob die

ursprünglichen Gleichlaufzeichen bereits zur Synchronisierung ausreichen müßten. Das Oszillogramm enthält jedoch nur zwei normale Zeilengleichlaufzeichen. man muß aber auch die Trabanten und die breiten Rasterimpulse berücksichtigen. Das Differenzieren ist notwendig, um nach Bild 9,13 aus den Vorderflanken aller Impulse eine gleichmäßige Zackenreihe zu bilden.

Bild 9,15. Abkappen der nicht benötigten Spannungsspitzen

An Stelle der nur einseitig gerichteten ursprünglichen Rechteckimpulse entstehen durch ein Differenzierglied positiv und negativ gerichtete Spannungsspitzen. In den meisten Fällen sprechen die Kippgeneratoren nur auf eine Vorzeichenrichtung an, so daß hierdurch keine Schwierigkeiten entstehen.

Wird jedoch in bestimmten Fällen nur eine Impulsrichtung gewünscht, so lassen sich die nach der anderen Seite gerichteten Impulse wieder durch eine Audionschaltung abkappen. Man fügt dann zwischen dem Differenzierglied $R\,1\;C\,1$ und der Röhre ein weiteres RC-Glied $R\,2\;C\,2$ mit sehr tiefer Grenzfrequenz ein. Durch die Audionwirkung entsteht an $R\,2$ automatisch wieder eine große negative Vorspannung, die den Anodenstrom unterdrückt. Negative Zacken können ihn nicht noch weiter verringern. Dagegen erzeugen die positiven Zacken am Gitter kurze Anodenstromstöße, also *negative* Anodenspannungsstöße. Hinter einer solchen Anordnung sind also die positiven Spannungsspitzen weggeschnitten, und man erhält nur negativ gerichtete Zacken, die den vorderen Flanken der ursprünglichen positiven Rechteckimpulse entsprechen.

Kehrt man jedoch die Vorzeichenrichtung vorher an einer geeigneten Stelle durch eine Phasenumkehrröhre um, so kann man auf diese Weise auch die den rückwärtigen Flanken entsprechenden Spannungsspitzen isolieren und allein wirksam werden lassen.

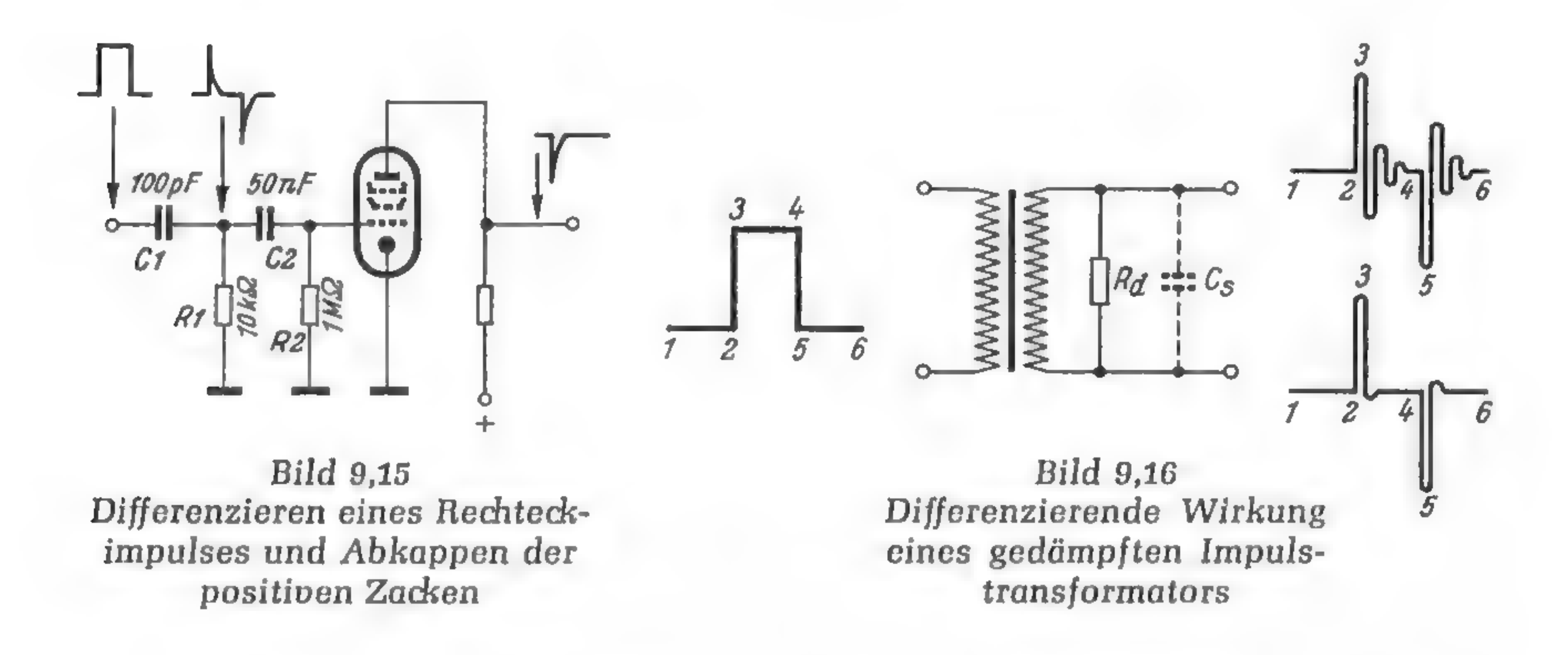


Bild 9,15
Differenzieren eines Rechteckimpulses und Abkappen der positiven Zacken

Bild 9,16
Differenzierende Wirkung eines gedämpften Impulstransformators

Bild 9,16. Elektrisches Differenzieren mit Hilfe eines Transformators

Nicht nur mit einem RC-Glied, sondern auch mit einem Transformator lassen sich Rechteckspannungen differenzieren. Wir legen an die Primärwicklung eines Übertragers nach Bild 9,16 einen Rechteckimpuls. Während der Zeit 1 – 2 ist die Spannung Null, auf der Sekundärseite wird also keine Spannung induziert. Der plötzliche Anstieg 2 – 3 entspricht einer Wechselspannung sehr hoher Frequenz. Sie erzeugt sekundär einen entsprechenden Spannungsstoß.

Der Zeitabschnitt 3 – 4 auf der Primärseite entspricht einem kurzen Gleichstrom, der nicht auf die Sekundärseite übertragen wird. Die Ausgangsspannung müßte also wieder Null werden, ähnlich wie hinter dem Kondensator in Bild 9,11, der ebenfalls keine Gleichspannungen durchläßt. Nun stellt aber jede Übertragerwicklung mit den Schaltkapazitäten C_s einen Schwingungskreis dar. Gibt man auf einen solchen Kreis einen Spannungsstoß, dann ladet er die Kapazität auf, und die Energie pendelt über die Spule von einer Kondensatorbelegung zur anderen hin und her, bis sie durch Verluste aufgebraucht ist. Bei jedem Spannungsstoß entsteht eine gedämpfte abklingende Schwingung, wie sie in Bild 9,16 rechts oben dargestellt ist.

Dämpft man jedoch den Schwingungskreis durch einen passend bemessenen niederohmigen Widerstand R_d, dann wird die Energie bereits in der zweiten Halbwelle durch Dämpfung verbraucht, und jeder Sprung der Rechteckspannung löst auf der Sekundärseite nur einen schmalen Impuls aus, wie er im Bild rechts unten dargestellt ist. Wir erhalten also die gleiche Wirkung wie in Bild 9,11 mit einem RC-Glied. Ist der primäre Rechteckimpuls sehr schmal, dann folgen auf der Sekundärseite die beiden positiv und negativ gerichteten Impulse dicht aufeinander.

Eine solche Anordnung nennt man einen Impulstransformator. Er dient also nicht zum formgerechten Übertragen von Rechteckspannungen, sondern zum elektrischen Differenzieren. Jeder steile Spannungssprung auf der Primärseite löst, bei genügender Dämpfung, schmale Impulse auf der Sekundärseite aus. Die Dämpfung übernimmt dabei etwa die Aufgabe der Grenzfrequenz beim RC-Glied nach Bild 9,11.

Bild 9,17. Differenzierstufe mit Impulstransformator

Das Bild zeigt eine ähnliche Anordnung, wie wir sie bereits in 9,04 kennenlernten. Im Anodenkreis der Röhre eines Amplitudenbegrenzers liegen in Reihe ein Übertrager und der ohmsche Anodenwiderstand (hier 5 kΩ). An diesem Anodenwiderstand werden die Gleichlaufzeichen für das Bildablenkgerät entnommen. Der Übertrager dagegen dient zum Differenzieren der Zeilenimpulse.

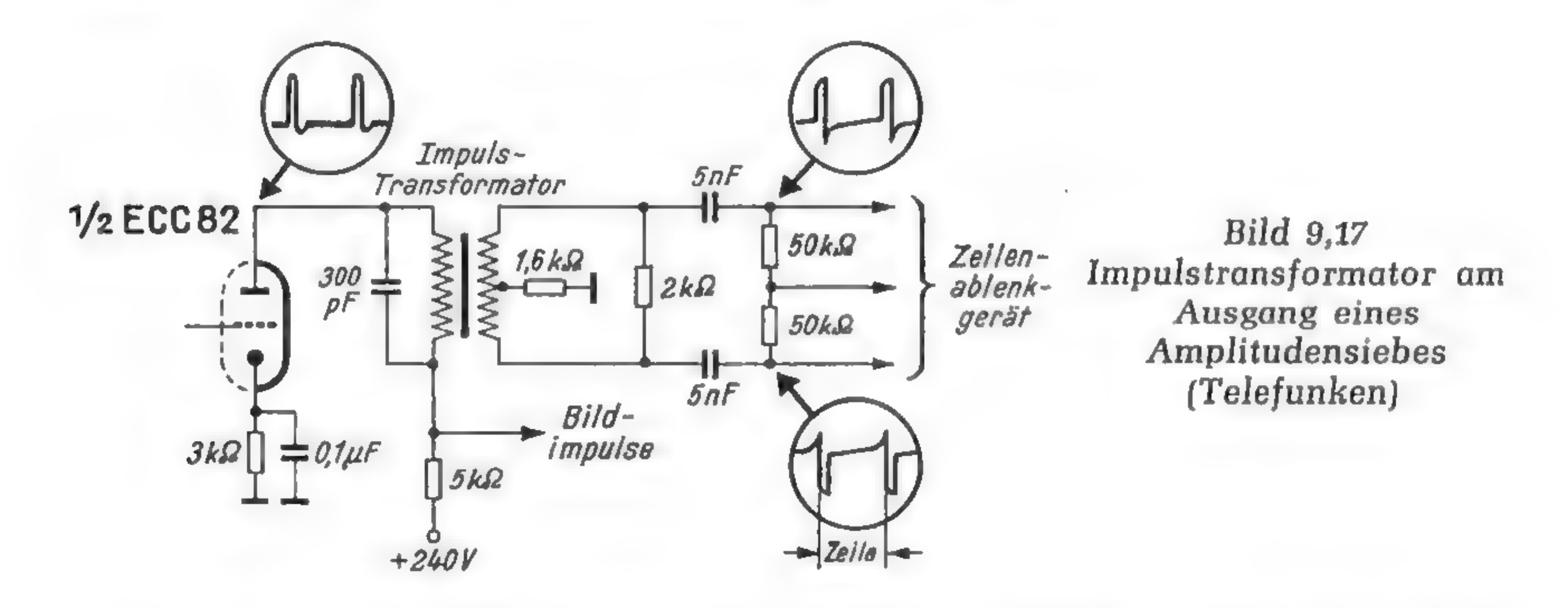


Bild 9,17
Impulstransformator am Ausgang eines Amplitudensiebes (Telefunken)

In vielen neuzeitlichen Fernsehempfängerschaltungen benötigt man zwei symmetrische und gegenphasige Impulsreihen zum Synchronisieren des Zeilenablenkgerätes. Deshalb ist hier die Sekundärseite des Impulstransformators symmetrisch gegen Erde geschaltet. Der niedrige Dämpfungswiderstand von 2 kΩ verhindert, daß sich Schwingungen auf der Sekundärseite ausbilden. Hinter den beiden 50-kΩ-Widerständen folgen weitere Schaltmittel, die eine ähnliche abkappende Wirkung ausüben wie in Bild 9,15. Deshalb ist in den Oszillogrammen jeweils die nach einer Seite gerichtete Zackenreihe zu kurzen Spitzen verkümmert.

Diese symmetrische Schaltung ist für die in Kapitel 12 noch zu besprechende Phasensynchronisation erforderlich, die in den meisten neuzeitlichen Fernsehempfängern angewendet wird. Die *RC*-Differenzierschaltungen nach Bild 9,11 werden in den heutigen Empfängertypen selten benutzt.

Gewinnung der Raster-Synchronisierzeichen

Bild 9,18. Was heißt Integrieren?

Um die Raster- oder Bildwechsel-Synchronisierzeichen abzutrennen, benutzt man ein Verfahren, das als *Integrieren* bezeichnet wird. Der Begriff Integrieren stammt ebenfalls aus der Mathematik. Man nennt so ein Rechenverfahren, bei dem viele kleine Änderungen summiert werden, also das „Ganze" gebildet wird, denn „integer" heißt auf lateinisch „ganz". Eine bestimmte praktische Anwendung dieses Verfahrens ist jedem Funktechniker bekannt, nämlich die Berechnung der Kapazitätskurven von Drehkondensatoren. Man unterteilt hierbei die Fläche der Drehkondensatorplatte in viele kleine Teilflächen dF. Wird von der Nullstellung aus die erste Teilfläche dF_1 eingedreht, dann wächst die Kapazität in der Eichkurve um einen dieser Fläche verhältnisgleichen Betrag dC_1. Dreht man die nächste Teilfläche dF_2 ein, so bleibt der erste Kapazitätswert bestehen, und es addiert sich die dieser zweiten Fläche entsprechende Teilkapazität dC_2 hinzu. Bei voll eingedrehtem Plattensatz ergibt sich die Gesamtkapazität aus der Summe aller Teilflächen dF.

Aus der Wahl der Bezeichnungen dF und dC erkennen wir die Verwandtschaft zu der Rechenart des Differenzierens in Bild 9,09. Diese kleinen Einheiten dF und dC sind ebenfalls wieder Differenzen, z. B. von zwei dicht aufeinanderfolgenden Kapazitätswerten. Bei der eigentlichen Integralrechnung nimmt man diese Änderungen oder Zunahmen wieder als unendlich klein an, so daß die Dreiecke dC sich genau der Eichkurve in Bild 9,18 anschmiegen. *Integrieren heißt also, kleine aufeinanderfolgende Einheiten zu einem Ganzen zu addieren.*

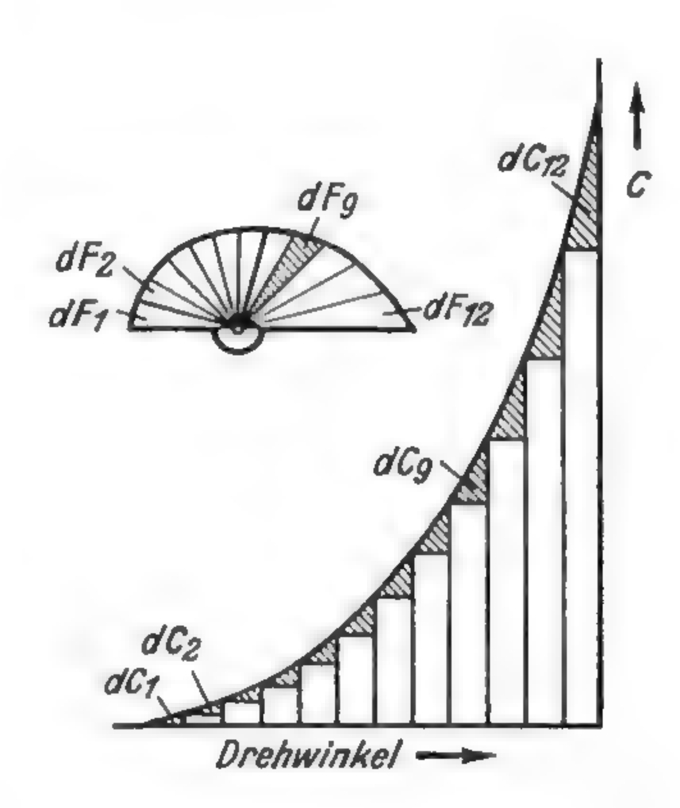


Bild 9,18
Erläuterung des Integrierens beim Berechnen eines Drehkondensators

Bild 9,19. Elektrisches Integrieren

Wie beim Differenzieren läßt sich auch der Begriff des Integrierens auf elektrische Vorgänge übertragen. Man bezeichnet nämlich das elektrische Addieren von kleinen Spannungsstößen als Integrieren. Man benutzt hierzu ein diesmal als Tiefpaß geschaltetes *RC*-Glied, bei dem also gegenüber von Bild 9,11 Kondensator und Widerstand vertauscht sind. Die Wirkungsweise machen wir uns zunächst wieder an einer einfachen Gleichstromschaltung (Bild 9,191) klar.

Wird der Schalter S eingeschaltet, dann fließt ein Ladestrom, und der Kondensator C ladet sich auf die Batteriespannung U auf. Die Spannung an C steigt dabei nach Kurve A erst steil und dann langsamer an, weil bei teilweise geladenem Kondensator die Spannung hinter dem Widerstand sich nicht mehr sehr von der Ladespannung U unterscheidet. Der Ladestrom wird also ständig kleiner, und damit steigt die Spannung an C auch langsamer an. Dieser gesetzmäßige Anstieg erfolgt – ähnlich wie das Absinken der Spannung beim Entladen eines Kondensators – nach einer sogenannten Exponential- oder e-Funktion. Näheres soll hier nicht weiter interessieren, uns genügt der grundsätzliche Verlauf der Kurve A. Wird der Schalter S nur ganz kurz ein- und sofort wieder ausgeschaltet, dann findet der Kondensator C nicht die Zeit, sich auf den vollen Spannungswert U aufzuladen. Er wird z. B. nur die Teilspannung U_1 annehmen und bei hochwertiger Isolation auf diesem Wert aufgeladen bleiben. Wird im Zeitpunkt 2 der Schalter nochmals kurz eingeschaltet und bei 3 wieder ausgeschaltet, dann ladet sich C weiter bis zum Wert U_3 auf. Dieses Stück der Aufladekurve B entspricht dabei genau dem auf gleicher Höhe liegenden Stück der Kurve A, denn es stellt nur eine Fortsetzung dieser Kurve nach der Pause 1...2 dar. Durch mehrmaliges kurzes Ein- und Ausschalten erhält man endlich auch in diesem Fall die volle Spannung am Kondensator.

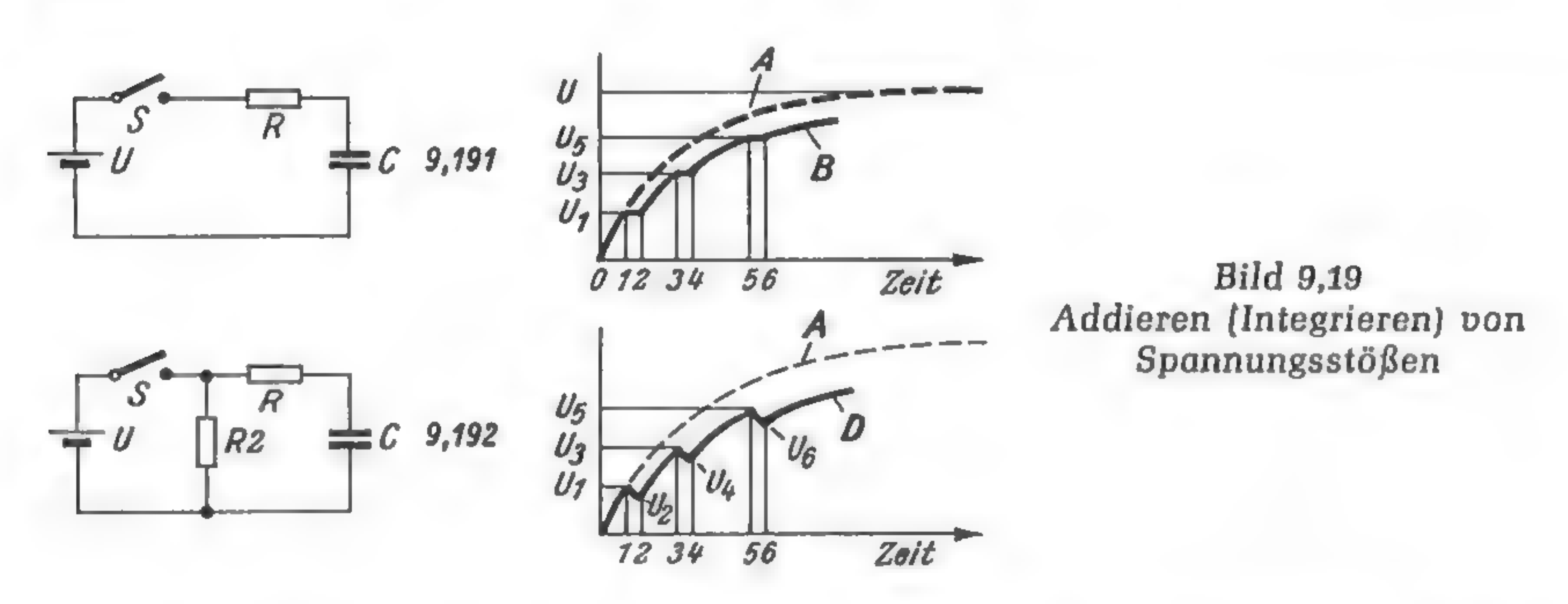


Bild 9,19
Addieren (Integrieren) von Spannungsstößen

Durch kleine aufeinanderfolgende Stromstöße wird also der Kondensator auf die Gesamtspannung U aufgeladen. Dies entspricht aber dem Begriff des Integrierens. Man kann den Versuch noch etwas abändern, indem man nach Bild 9,192 hinter dem Schalter einen hochohmigen Widerstand $R\,2$ einfügt. Der Ladevorgang ist wieder der gleiche, denn $R\,2$ belastet die Batterie nur wenig. Wird aber jetzt S geöffnet, dann entladet sich in der Pause 1...2 der Kondensator C über R und $R\,2$, und die Spannung sinkt auf den niedrigeren Wert U_2. Beim mehrmaligen Ein- und Ausschalten erhält man dann die eigenartige Zackenkurve D.

Bild 9,20. Integrieren der Fernseh-Gleichlaufzeichen

Das Ein- und Ausschalten des Schalters S bedeutet eigentlich das Erzeugen von rechteckförmigen Spannungsstößen an den Eingangsklemmen des RC-Gliedes. Man kann deshalb auch das Impulsgemisch des Fernsehsignals an den Eingang eines solchen „Integriergliedes" legen. Der Entladewiderstand $R\,2$ aus Bild 9,192 wird dabei in den praktischen Schaltungen entweder durch Anoden- oder Gitterwiderstände von Röhren gebildet. Man gibt den Widerständen solche Werte, daß nach den kurzen Zeilenimpulsen und Trabanten der Kondensator C sich wieder vollständig entlädt. Bei den länger dauernden Rasterimpulsen dagegen ladet er sich

höher auf und kann sich in den dazwischenliegenden kurzen Pausen nur wenig entladen. An C baut sich daher während der Rasterimpulse wieder eine Zackenkurve ähnlich wie in Bild 9,192 auf, und sie klingt dann während der Nachtrabanten wieder ab. Auch hier addieren sich also die einzelnen durch die Impulse erzeugten Ladestromstöße. Aus der vorher gleichmäßigen Impulsreihe 9,201 werden also die Zeilenimpulse zu bedeutungslosen Zacken herabgedrückt, und nur zur Zeit der Rasterwechselimpulse kann die Spannung am Kondensator auf den vollen Wert U ansteigen.

Dieses neue, durch Integration gewonnene Zeichen kann nun als Startzeichen für den Rastergenerator dienen. Man verwendet dazu einen Spannungswert auf der ansteigenden Flanke etwa bei U_S, um Störungen durch die restlichen Zeilenimpulse sicher zu vermeiden.

Man erkennt nun auch den bereits in Bild 1,07 angedeuteten Zweck der Vortrabanten. Sie geben *vor jedem Rasterwechsel* fünf gleichmäßige niedrige Zacken, über denen sich dann die Spannung U_S genau definiert aufbauen kann. Würde man einfach die Zeilenimpulse durchlaufen lassen, dann beträgt bei einem Halbbild der Abstand zwischen letztem Zeilenimpuls und erstem Rasterimpuls nur eine halbe Zeile, beim anderen Halbbild jedoch eine ganze Zeile. Die Spannung U_S baut sich



Bild 9,20 Elektrische Integration der Fernseh-Synchronisierimpulse

im ersten Fall bereits auf der Mitte des abfallenden Rückens des vorhergehenden Zeilenimpulses auf, d. h. das Niveau U_S wird zu früh erreicht, und das nächste Halbbild setzt zu früh ein. Alle Zeilen dieses Halbbildes liegen dann einseitig zu dicht bei den vorhergehenden Zeilen des anderen Halbbildes, die Zeilen stehen „paarig".

Man kann die Wirkungsweise des Integriergliedes auch aus den Eigenschaften eines Tiefpasses erklären. Die Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes liegt so niedrig, daß die der Zeilenfrequenz entsprechenden 15 625-Hz-Impulse durch den Kondensator C kurzgeschlossen werden und nur die 50-Hz-Rasterwechselfrequenz eine Spannung erzeugt.

Bild 9,21. Praktische Integrierschaltung

In der Praxis schaltet man meist zwei oder drei Integrierglieder hintereinander. Naturgemäß ladet sich während eines Impulses der erste Kondensator der Kette auf eine höhere Spannung auf als der letzte, denn die Längswiderstände wirken als Spannungsteiler für den Ladestromstoß. Während der Pause zwischen zwei Impulsen gleichen sich die Spannungen der einzelnen Kondensatoren aus. Die hohe Spannung des ersten Kondensators ladet gewissermaßen den letzten Kondensator langsam weiter auf. Dadurch wird die Welligkeit der Kurve 9,202 ausgebügelt, und man erhält ein gleichmäßig ansteigendes Signal für den Rasteroszillator. Die linke Triode in dieser Schaltung ist die zweite Stufe eines Impulssiebes. Die Zeilenimpulse werden über einen Impulstransformator differenziert, der im Gegensatz zu Bild 9,04 und 9,17 nicht in Reihe, sondern parallel zum Anodenwiderstand liegt.

Da die Gleichlaufzeichen hinter dem Impulssieb einseitig gerichtet sind, also gewissermaßen Gleichspannungsstöße darstellen, besitzt bereits ein einfacher Parallelkondensator integrierende Wirkung. Er ladet sich nämlich wie der Ladekondensator eines Netzteiles durch die breiten Rasterimpulse etwas auf. In der hier dargestellten Schaltung wirken die beiden in Reihe liegenden Kapazitäten von 1 nF und 500 pF in diesem Sinn als Ladekondensator. In dem linken Oszillogramm, das dicht gedrängt die Zeilenimpulse darstellt, heben sich also bereits die Rasterwechselzeichen etwas heraus. Die Impulsspannung an dieser Stelle beträgt 145 V von Spitze zu Spitze (V_{SS})[1].

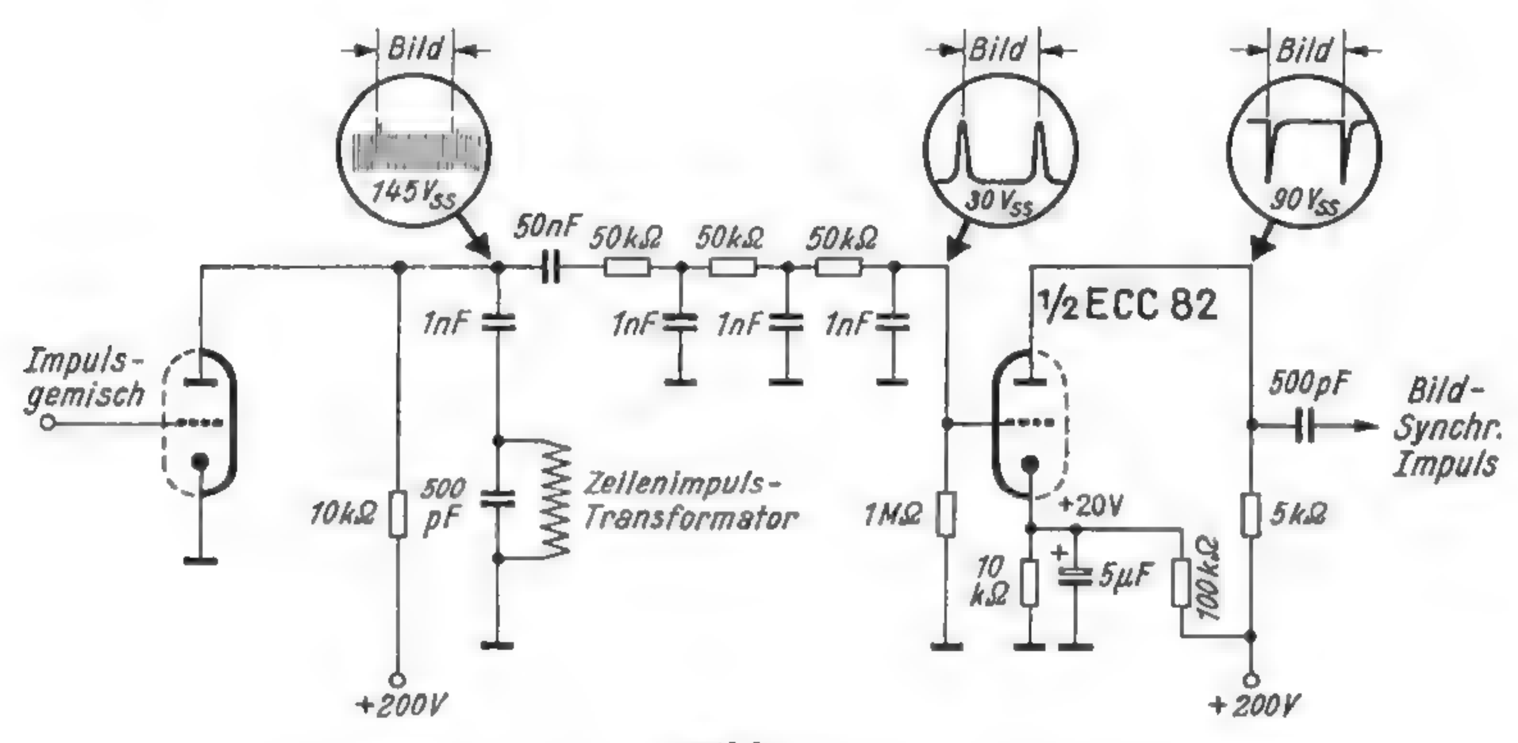


Bild 9,21
Dreistufiges Integrierglied mit Auftaströhre (Graetz)

Nach der dreigliedrigen Integrierkette ist infolge der mehrfachen Spannungsteilung die Spannung auf 30 V_{SS} abgesunken, aber die Zeilenimpulse sind nun unterdrückt, und die reinen Bildimpulse heben sich positiv gerichtet heraus (mittleres Oszillogramm). Dieses Signal wird in einer weiteren Verstärkerröhre „versteilert". Die Katode einer Triode (ECC 82) ist mit + 20 V vorgespannt, d. h. die Röhre arbeitet mit − 20 V negativer Gittervorspannung. Sie ist dann praktisch vollkommen verriegelt. Gibt man die im mittleren Oszillogramm dargestellten Gleichlaufzeichen auf das Gitter, so überwinden nur die äußersten positiven Spitzen die negative Vorspannung von − 20 V und tasten die Röhre auf. Die Anodenstromstöße werden also etwa nur ein Drittel so breit sein wie die Fußpunkte der Impulse am Gitter. Diese kurzen Anodenstromstöße erzeugen nun entsprechend steile negativ gerichtete Spannungsimpulse (rechtes Oszillogramm). Infolge der Verstärkung ist trotz des Abschneidens der Sockel die Impulshöhe auf 90 V_{SS} angewachsen. – Die in dieser „Auftaströhre" versteilerten Bildsynchronisierimpulse steuern dann das Bildablenkgerät.

Nicht alle Fernsehempfänger besitzen diese zusätzliche Auftaströhre. Man kann auch das Signal am Ausgang der Integrierkette unmittelbar zum Synchronisieren des Bildkipp-Generators verwenden, wie später in Bild 10,18 gezeigt werden wird.

---

[1]) Impulsspannungen mißt man jeweils in „Spitze-Spitze-Werten" von der äußersten unteren bis zur äußersten oberen Spannungsspitze. Für eine sinusförmige Wechselspannung gibt man dagegen meist den Effektivwert an. Er rechnet von der *Nullinie* aus einseitig bis zum Wert $1/\sqrt{2}$, d. h. etwa der 0,7fachen Höhe der Sinuskuppe. Eine Wechselspannung von 6,3 V_{eff} hat demnach $6{,}3 \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \approx 18\ V_{SS}$.

10. Kippspannungsgeneratoren

Nach Bild 2,18 werden zum Erzeugen des Fernsehrasters auf dem Bildschirm Sägezahnströme mit einer Frequenz von 50 Hz für den Rasterwechsel und von 15 625 Hz für die Zeilenablenkung benötigt. Sägezahnspannungen sind aus der Oszillografentechnik bekannt. Man kann sie mit Glimmröhren, Thyratrons, Verstärkerröhren oder Transistoren erzeugen. Dabei braucht nicht unmittelbar der sägezahnförmige Strom- oder Spannungsverlauf zu entstehen. Das Erzeugen von Sägezahnkurven ist vielmehr ein Teilgebiet der allgemeinen Impuls- oder Kippspannungstechnik. Man kann darin grob drei Grundformen unterscheiden: Rechteckschwingungen, Sägezahnschwingungen und Nadelimpulsreihen. Meist entstehen diese verschiedenen Kippspannungsreihen dadurch, daß eine Röhre oder ein Transistor periodisch in einen anderen Arbeitspunkt kippt und darin bis zum nächsten Umkippen verharrt oder durch einen langsamen Lade- oder Entladevorgang wieder in den ursprünglichen Zustand zurückkehrt. Mit Hilfe der verschiedenartigsten Schaltungen lassen sich Impulsreihen in andere Formen umwandeln. Bekannt ist, wie man durch Abkappen oder Übersteuern aus Sinusschwingungen Rechteckimpulse machen kann. In Bild 9,10 bis 9,12 lernten wir kennen, wie Rechteckimpulsreihen durch Differenzieren zu Nadelimpulsen umgeformt wurden. Später werden wir sehen, daß die Sägezahnströme in der Zeilen-Endstufe nicht durch Sägezahnspannungen, sondern durch schmale Rechteckimpulse erzeugt werden.

In Fernsehempfängern werden Impulsspannungen in den Ablenkteilen vorzugsweise durch Verstärkerröhren oder Transistoren erzeugt. Jedoch sei zunächst das Prinzip der Kippspannungserzeugung mit einer Glimmröhre erläutert.

Bild 10,01. Prinzip der Kippspannungserzeugung

Ladet man den parallel zur Glimmröhre *Gl* liegenden Kondensator *C* über den Widerstand *R* auf, so steigt die Spannung daran nach einer Kurve *A* an (vgl. Bild 9,19). Erreicht die Spannung am Kondensator den Wert der Zündspannung U_z der Glimmröhre *Gl*, so „zündet" die Röhre und entladet den Kondensator kurzschlußartig bis zum Wert der Löschspannung U_l. Die Glimmröhre erlischt dann, und der Spannungsanstieg am Kondensator *C* beginnt von neuem. Die Spannung an *C* *kippt* also periodisch zwischen Zünd- und Löschspannung der Glimmröhre hin und her und ergibt damit die Sägezahnkurve. Man erkennt leicht, daß der Spannungsanstieg um so geradliniger ist, je höher die Ladespannung U über der Zündspannung liegt, weil dann die Glimmröhre bereits im unteren steilen Teil der Kurve *A* zündet.

Das Prinzip der Kippspannungserzeugung beruht hier also auf dem Laden und Entladen eines Kondensators. Dies kann auch in umgekehrter Reihenfolge geschehen, indem der Kondensator unmittelbar durch eine Spannungsquelle schnell aufgeladen und über einen Widerstand langsam entladen wird. Die Glimmröhre hat in beiden Fällen nur die Funktion eines automatischen Schalters. Er ist in Bild 10,01 entweder geöffnet *(Laden)* oder geschlossen *(Entladen)*. Auch in den Schaltungen mit Verstärkerröhren bleibt diese Funktion erhalten. Die Röhren dienen nur als Schalter, um jeweils einen Kondensator über einen Widerstand aufzuladen oder zu entladen.

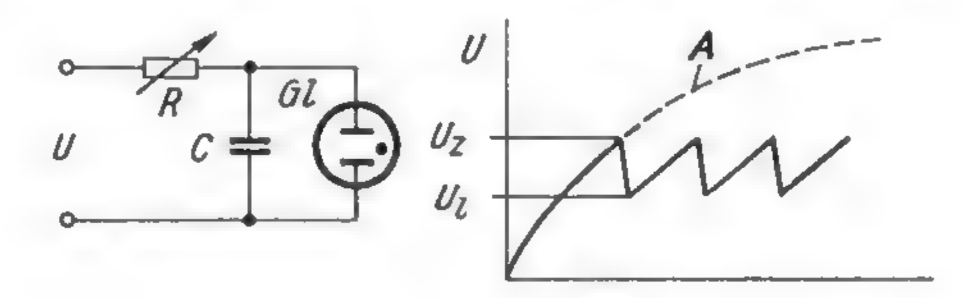
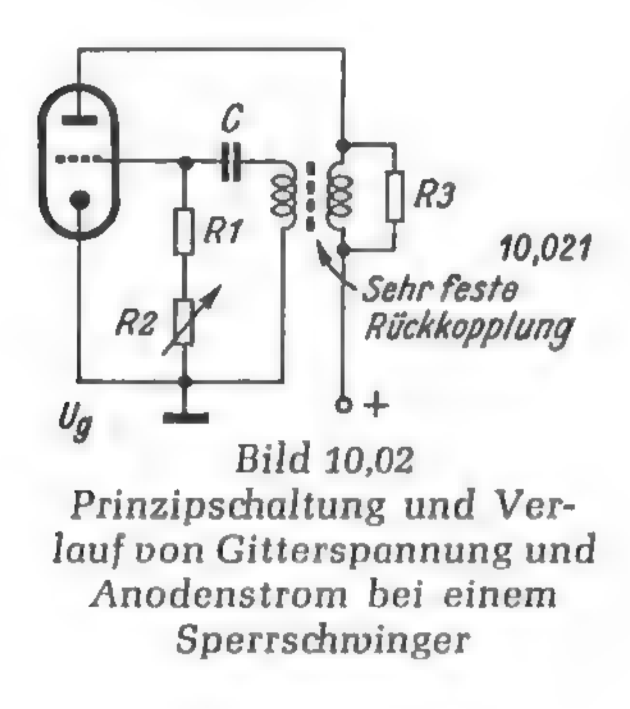


Bild 10,01
Kippspannungserzeugung mit einer Glimmröhre

Bild 10,02. Prinzip des Sperrschwingers

Das Prinzip des Sperrschwingers geht auf die bekannte Pendelrückkopplungsschaltung zurück, wie sie für Fernsteuer-Empfänger in Flugmodellen angewendet wird. In einer Oszillatorschaltung mit einer Audionkombination im Gitterkreis wird die Rückkopplung so fest gemacht, daß eine sehr hohe Oszillatorwechselspannung entstehen muß. Sie wird durch die Diodenwirkung der Gitter-Katoden-Strecke gleichgerichtet und ergibt eine so hohe negative Spannung am Gitter (Punkt 2 in Bild 10,022), daß die Röhre vollkommen verriegelt wird und die Schwingungen abreißen. Die hohe negative Gittervorspannung ladet den Kondensator C auf diesen Spannungswert auf. Nachdem die Röhre blockiert[1]) und der Anodenstrom unterbrochen ist, entlädt sich C langsam über R 1 und R 2. Die negative Gittervorspannung verringert sich allmählich, bis im Punkt 3 die Röhre wieder geöffnet wird und Anodenstrom fließen kann. Augenblicklich schwingt sie aber wieder mit kräftiger Amplitude an, übersteuert sich aufs neue und der Vorgang wiederholt sich. Anodenstrom fließt also nur während der ganz kurzen Zeit, in der die Röhre jeweils schwingt, und zwar bilden sich ganz schmale, aber sehr hohe Anodenstromspitzen, entsprechend Bild 10,023. Die Röhre stellt damit ebenfalls einen Schalter dar, der jeweils automatisch für kurze Zeit eingeschaltet wird, so daß ein kräftiger Strom fließt.



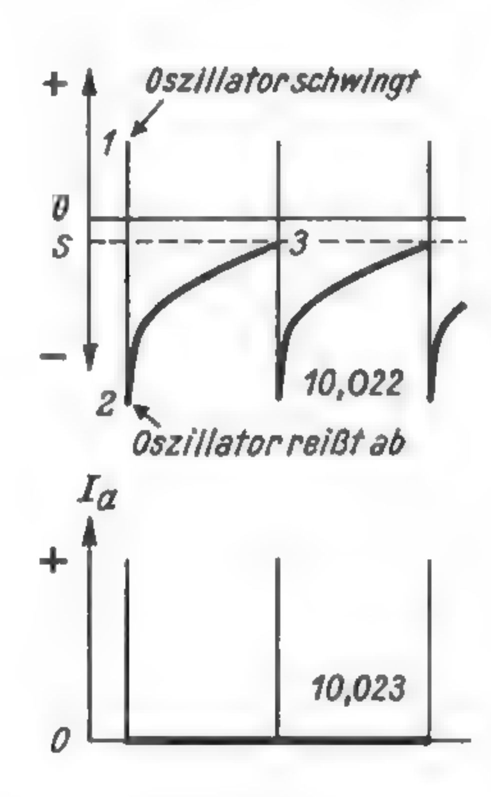


Bild 10,02
Prinzipschaltung und Verlauf von Gitterspannung und Anodenstrom bei einem Sperrschwinger

Die Frequenz der Anodenstromstöße hängt hierbei vorwiegend von C, R 1 und R 2 ab. Zur Frequenzeinstellung dient dabei der Stellwiderstand R 2. Die Frequenz der eigentlichen Hochfrequenzschwingung des Anodenkreises ist hierbei von untergeordneter Bedeutung. Ein ausgeprägter Hf-Schwingungszug oder seine Harmonischen könnten aber in den Frequenzbereich des Empfängers fallen und unangenehme Störungen verursachen. Man dämpft deshalb den Hf-Kreis durch einen Widerstand R 3 oder verwendet absichtlich Spulen geringer Güte, so daß überhaupt nur eine einzige Halbwelle der Hf-Schwingung entsteht, die sofort eine so große negative Vorspannung erzeugt, daß weitere Schwingungen abgewürgt werden.

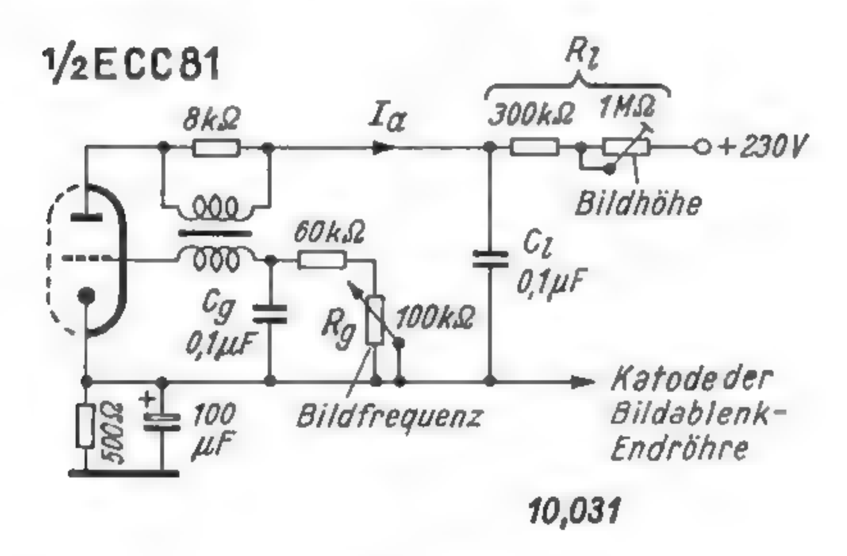
[1]) daher die Bezeichnung *Blocking-Oszillator* im Englischen.

Bild 10,03. Sperrschwinger für Bildablenkung

Sperrschwingerschaltungen werden vielfach zum Erzeugen der 50-Hz-Bildkippfrequenz benutzt. In der hier dargestellten Schaltung wird wie in Bild 10,01 über einen Ladewiderstand (300 kΩ + 1-MΩ-Einsteller) ein Kondensator C_l von 0,1 μF aufgeladen. Infolge des hohen Vorwiderstandes steigt die Spannung am Ladekondensator sauber geradlinig an.

Parallel zu diesem Kondensator liegt die Anoden/Katodenstrecke des Sperrschwingers. Solange die Röhre gesperrt ist, fließt kein Anodenstrom, und der Kondensator ladet sich ungehindert auf. Wird aber die Röhre durch das Anschwingen leitend, dann wirkt sie als Schalter und schließt praktisch den Ladekondensator kurz. Die Spannung daran bricht zusammen, es ergibt sich die senkrecht abfallende Sägezahnflanke. Inzwischen hat sich die Röhre wieder selbst verriegelt, und das Spiel beginnt von neuem. Bild 10,032 zeigt nochmals den Anodenstromverlauf des Sperrschwingers und 10,033 die damit erzeugte Spannung am Ladekondensator.

Der Vorteil dieser Anordnung gegenüber dem einfachen Glimmröhren-Kippgenerator von Bild 10,01 besteht darin, daß Frequenz und Amplitude der Sägezahnspannung unabhängig voneinander sind und getrennt eingestellt werden können. Zur Frequenzeinstellung dient der veränderliche Gitterableitwiderstand R_g des Sperrschwingers. Man ändert damit nur die Entladezeiten des Sperrschwingerkondensators C_g und damit die Frequenz, ganz gleich, welche Spannung der Ladekondensator C_l



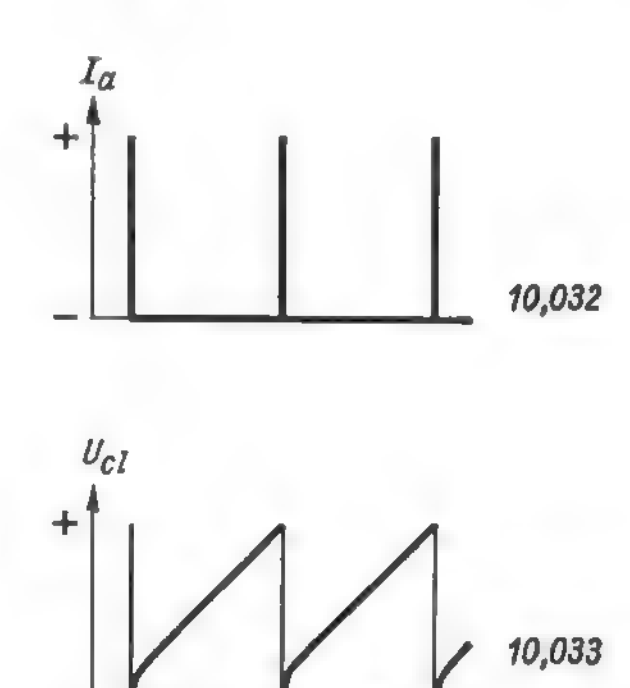


Bild 10,03
Schaltung eines Bildkipp-Sperrschwingers mit Verlauf des Anodenstromes und der Spannung am Ladekondensator

führt. Dieser Einstellwiderstand für die senkrechte Bildfrequenz ist außen am Gerät zu bedienen.

Ändert man dagegen den Wert des Widerstandes R_l, dann ladet sich der Ladekondensator auf eine kleinere oder größere Spannung auf, d. h. die *Amplitude* der Kippspannung wird kleiner oder größer. Bei großer Amplitude wird aber der Strahl der Bildröhre weiter ausgelenkt. Mit einem veränderlichen Widerstand im Ladekreis läßt sich also die Bildhöhe einstellen. Dieser Widerstand wird als Trimmer ausgebildet, und er ist nur für den Service-Techniker zugänglich. Anstatt einen Vorwiderstand zu ändern, kann man die Ladespannung auch an einem Anodenspannungsteiler abgreifen, um die Bildhöhe einzustellen.

Die Gitterkombination C_g/R_g liegt hier nicht unmittelbar vor dem Gitter, sondern im Fußpunkt der Gitterspule. Die Wirkung bleibt jedoch gleich, man benutzt lediglich den Gleichrichterkreis nach 5,052 an Stelle von 5,053. – Der Ladekondensator

C_l führt nicht an Masse, sondern zur Katode der Sperrschwingerröhre. Die Katode besitzt nämlich hier einen gemeinsamen Katodenwiderstand mit der Bildablenk-Endröhre. Würde man den Ladekondensator an Masse legen, so müßte er sich über diese 500 Ω entladen. Der Entladestrom ist dann geringer, und die Entladezeit dauert länger.

Bild 10,04. Bemessung eines Bildkipp-Sperrschwingers

Sperrschwinger dienen vorwiegend dazu, um die 50-Hz-Bildkippfrequenz zu erzeugen. Die Bemessung der Einzelteile hängt von der Kopplung und von der Eigenfrequenz des Transformators ab. In diesem Beispiel beträgt die Kapazität des Ladekondensators 0,1 µF, und der Ladewiderstand besitzt einen Größtwert von 2 MΩ. Als Röhre wird das Triodensystem einer ECL 80 verwendet, das Pentodensystem dient als Impulsverstärker oder Auftaströhre (vgl. Bild 9,21).

Die Bildgleichlaufimpulse erscheinen in dieser Schaltung mit 3,5 V_{ss} *negativ* am Gitter der Auftaströhre. Sie sind also im Anodenkreis positiv gerichtet und werden deshalb dem Gitter des Sperrschwingers zugeführt. An diesem Gitter stellt sich, statisch gemessen, eine negative Vorspannung von – 50 V ein.

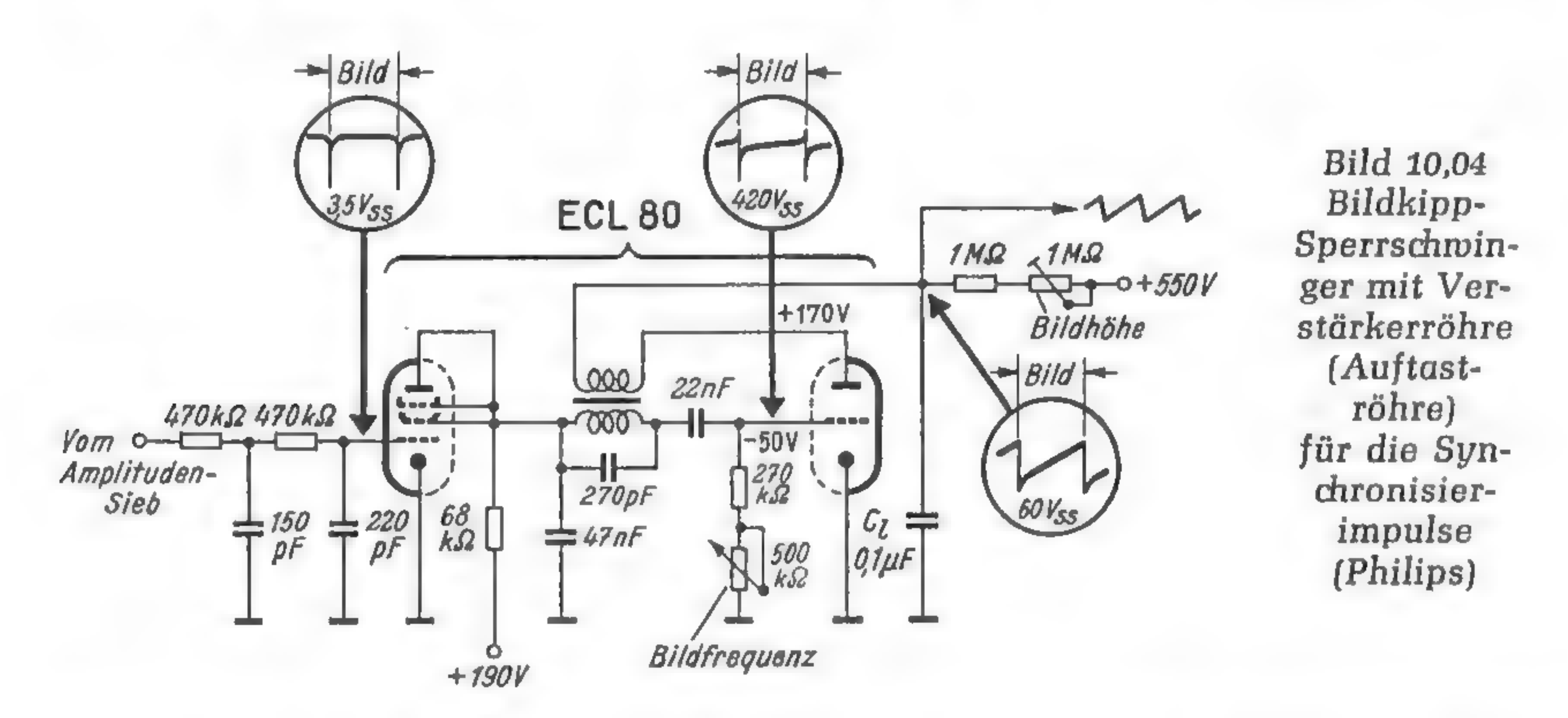


Bild 10,04 Bildkipp-Sperrschwinger mit Verstärkerröhre (Auftaströhre) für die Synchronisierimpulse (Philips)

Das Oszillogramm am Gitter zeigt den für einen Sperrschwinger typischen Verlauf, wie wir ihn in Bild 10,022 bereits kennenlernten. Der Spitzenwert beträgt 420 V_{ss}! Während der kurzen positiven Spannungsspitzen am Gitter zieht die Röhre stoßartig einen kräftigen Anodenstrom, und die Spannung am Ladekondensator C_l bricht zusammen. Die eigentliche Ladespannung für C_l ist mit + 550 V sehr hoch. Infolge des großen Ladewiderstandes beträgt die Spannung an der Anode der Sperrschwingerröhre jedoch nur 170 V, und am Ladekondensator stellt sich eine Sägezahnspannung von 60 V_{ss} ein.

Für den Transformator eines 50-Hz-Sperrschwingers werden z. B. von Telefunken folgende Werte angegeben: Kern M 42, Dynamoblech IV wechselseitig geschichtet, L 1 = L 2 = 2500 Wdg. 0,1 CuL. Die Kopplung ist also infolge des Eisenkernes und der hohen Windungszahlen sehr fest, und die Eigenfrequenz des Kreises liegt niedrig.

Bild 10,05. Zeilensperrschwinger mit positivem Gitteranschluß

Wie bei jedem Oszillator, so kann man auch beim Sperrschwinger den Schwingkreis, die Gitterkombination und die Anodenstromzuführung auf verschiedene

Weise schalten. Der in diesem Bild dargestellte (vereinfachte) Zeilensperrschwinger ($f = 15\,625$ Hz) ist als induktiver Dreipunktoszillator in Anodenbasisschaltung aufgebaut. Wegen der höheren Frequenz sind Ladewiderstand R_l und Ladekondensator C_l mit 80 kΩ und 250 pF wesentlich geringer bemessen als in Bild 10,04. Der Ladekondensator erdet gleichzeitig die Anode für die Sperrschwingerfrequenz. Die Spule des Oszillatorkreises arbeitet nur mit ihrer natürlichen Eigenkapazität.

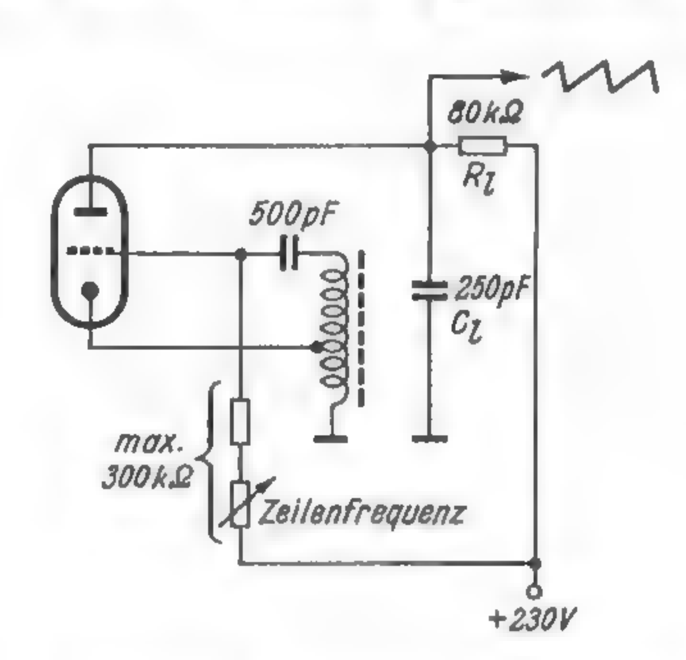


Bild 10,05
Schaltung eines Zeilensperrschwingers (Telefunken)

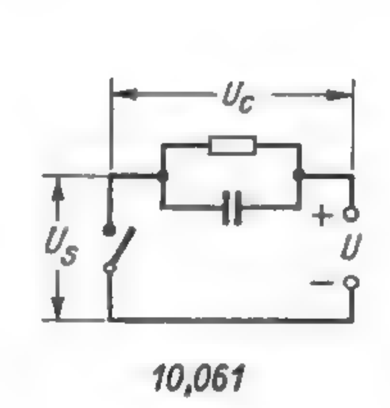
Ein Teil des Gitterableitwiderstandes ist veränderlich ausgebildet, um die Kipp-Periode und damit die Zeilenfrequenz einzustellen. Der Gitterableitwiderstand führt jedoch nicht an Masse, sondern zur positiven Anodenspannung. Dadurch wird erreicht, daß die Gitterspannung bei gesperrter Röhre schneller und geradliniger wieder bis zum Schwingungseinsatz ansteigt. Da sich beim Zünden sofort automatisch eine negative große Vorspannung bildet und die Röhre während des größten Teiles einer Periode gesperrt ist, wird sie trotz der scheinbar hohen positiven Gitterspannung nicht überlastet. (Auch bei UKW-Pendelrückkopplungsempfängern wurden ähnliche Schaltungen angewendet.)

Bild 10,06. Ladekondensator und -widerstand liegen parallel

In den bisherigen Schaltungen wurde, um die Sägezahnspannung zu erzeugen, ein Kondensator über einen Widerstand langsam aufgeladen (stetiger Spannungsanstieg) und durch einen elektrischen Schalter (Glimmröhre, Sperrschwinger) kurzschlußartig entladen (steiler Spannungsabfall). Man kann aber auch Ladekondensator und -widerstand parallel schalten und den automatischen Schalter in Reihe damit legen (Bild 10,061).

Schließt der Schalter, dann ladet sich der Kondensator ruckartig auf volle Betriebsspannung auf. Öffnet sich der Schalter, dann entladet sich der Kondensator langsam über den parallelliegenden Widerstand. Die Spannung am Kondensator verläuft also umgekehrt wie in Bild 10,01. Zuerst steigt während des kurzzeitigen Schließens des Schalters die Spannung steil an und fällt dann bei offenem Schalter nach

Bild 10,06
Kippspannungserzeugung mit parallel zum Entladewiderstand liegendem Kondensator



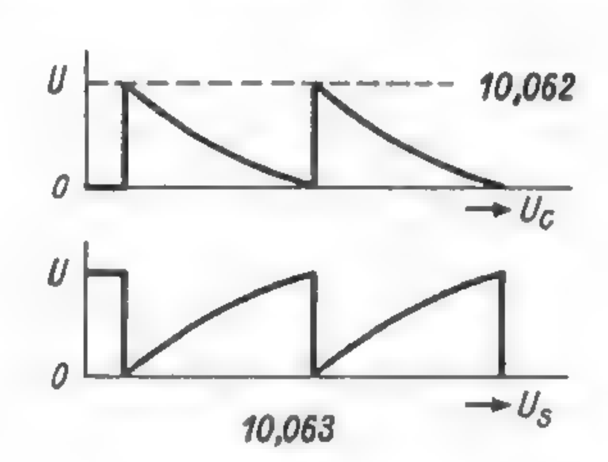


Bild 10,062 langsam ab. Da aber die Gesamtspannung im Kreis stets konstant sein muß, ergibt sich zwischen den Schalterklemmen nach Bild 10,063 jeweils die Differenz zwischen Gesamtspannung und Kondensatorspannung. Man erhält also auch an den Schalterklemmen eine Sägezahnkurve.

Bild 10,07. Synchronisieren eines Sperrschwingers

Die Kippfrequenz des Sperrschwingers muß durch die Synchronisierimpulse so beeinflußt werden, daß der genaue Gleichlauf zum Fernsehsender hergestellt wird. Die Kurve 10,071 stellt den Spannungsverlauf am Gitter eines Sperrschwingers dar. Wenn der Übertrager anschwingt, dann wird ganz kurzzeitig eine positive Spannung $+U_g$ auf das Gitter übertragen. Die Schwingung wächst an, erzeugt die negative

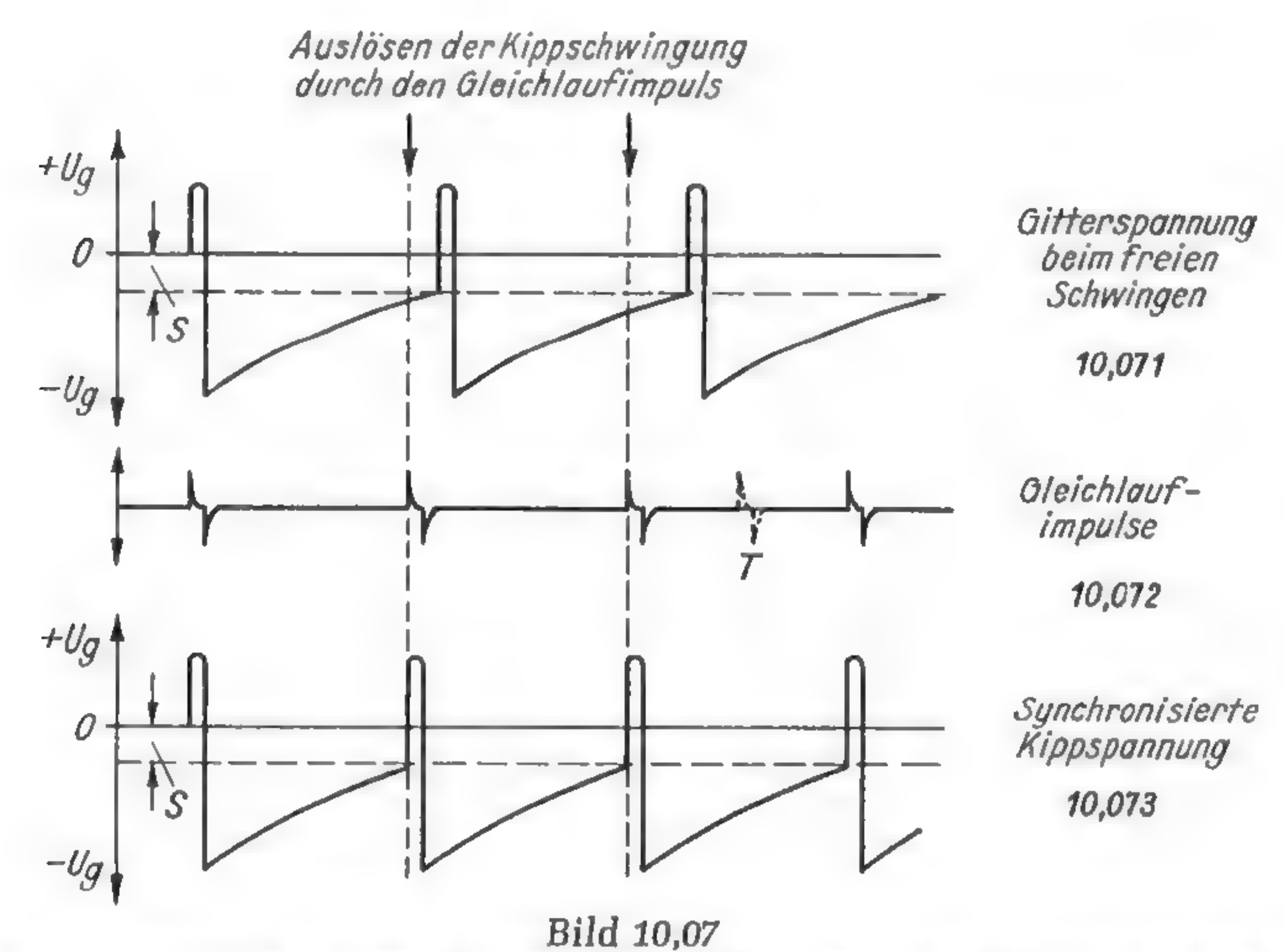


Bild 10,07
Synchronisierung eines Kippgerätes; 10,071 = freie Kippschwingung, 10,072 = Gleichlaufimpulse, 10,073 = durch Synchronisieren erzwungene Kippschwingung

Vorspannung, die Gitterspannung springt auf einen negativen Wert, und der Anodenstrom wird unterbrochen. Der Gitterkondensator ist dadurch negativ aufgeladen worden, und seine Spannung $-U_g$ klingt nun langsam gegen Null hin ab. Bei der negativen Vorspannung S (= Sperrspannung der Röhre) setzt wieder Anodenstrom ein, und der Vorgang wiederholt sich.

Bemißt man die Schaltung so, daß die Periode der freien Kippschwingung etwas länger dauert, als notwendig ist, und führt man dem Gitter zusätzlich die z. B. durch Differenzieren gewonnenen Zeilengleichlaufimpulse zu (Kurve 10,072), dann addieren sich die Spannungsreihen 10,071 und 10,072. Die kritische Auslösespannung S wird infolge des positiv gerichteten Gleichlaufimpulses schon früher erreicht, und die Kippschwingung wird jetzt nach Kurve 10,073 stets genau im richtigen Zeitpunkt ausgelöst.

Die Trabanten T im Abstand einer halben Zeile bringen dagegen die Schaltung noch nicht zum Kippen, da sie die Auslösespannung S nicht erreichen. Die Eigen-

frequenz von Kippschwingern muß also stets etwas niedriger sein als die Synchronisierfrequenz, denn es ist wohl möglich, den Kippvorgang früher auszulösen, aber man kann nicht eine vorzeitige Auslösung rückgängig machen. Der Sperrschwinger wird also durch die Synchronimpulse zu schnellerem und richtigen Tempo *gehetzt*.

Bild 10,08. Zuführen der Synchronisierimpulse

Das Gitter des Sperrschwingers muß stets positiv gerichtete Gleichlaufimpulse erhalten. Sie können z. B. dem Punkt *A* zugeführt werden. Der Gitterableitwiderstand *R* bildet dabei vielfach einen Teil des vorhergehenden Differenziergliedes. Die Impulse können auch bei *B* unmittelbar dem Gitter zugeführt werden, oder man kann bei *C* negativ gerichtete Impulse auf die Anodenwicklung des Transformators geben. Sie übertragen sich dann um 180° in der Phase gedreht auf die Gitterwicklung und bewirken wieder den richtigen Gleichlauf.

Negativ gerichtete Synchronisierimpulse für die Bildablenkung erhält man z. B. durch eine Auftaströhre nach Bild 9,21. Diese negativ gerichteten Impulse werden stets auf die *Anode* eines Sperrschwingers gegeben.

Die „direkte" Synchronisierung hat den Nachteil, daß bei sehr schwachen Empfangsspannungen durch Rauschen oder Funkstörungen Kippvorgänge an falscher Stelle ausgelöst werden. Um dies zu vermeiden, benutzt man bei Zeilen-Kippgeräten besondere, später zu besprechende Synchronisierschaltungen.

Bei der Direkt-Synchronisierung wird die Frequenz des Sperrschwingers von den Synchronisierzeichen *gesteuert*, nicht geregelt, denn es fehlt der geschlossene Regelkreis!

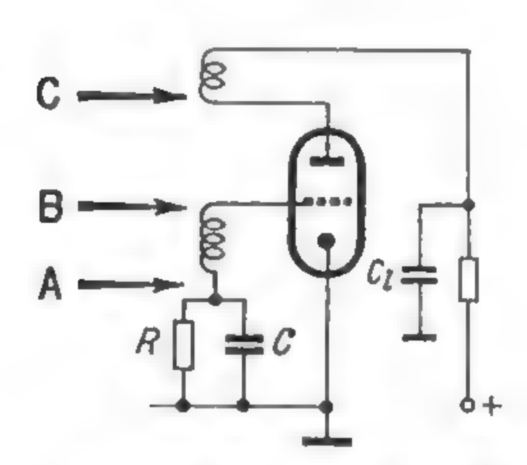
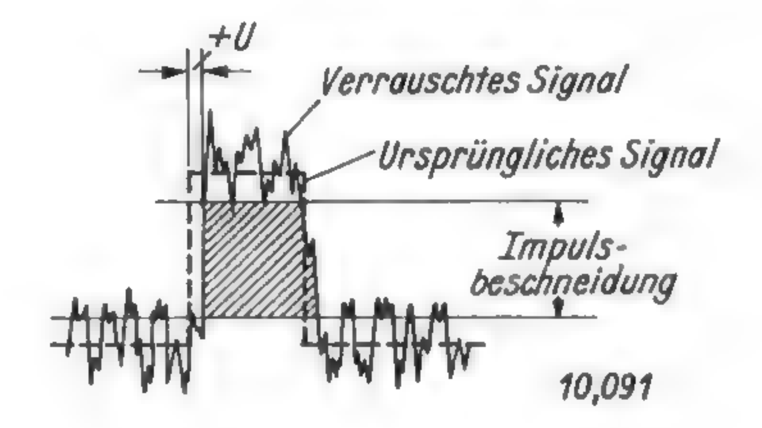
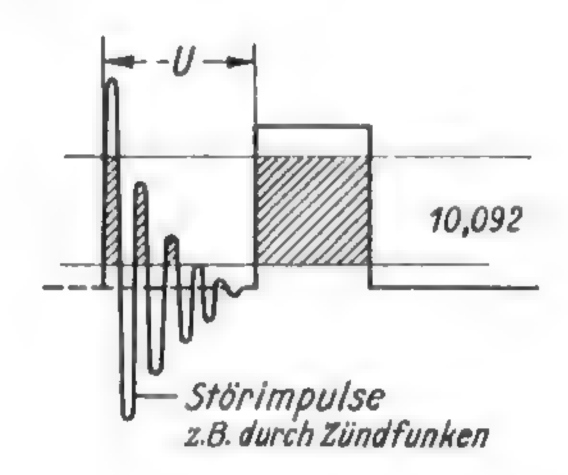


Bild 10,08. Zuführen der Synchronisierimpulse beim Sperrschwinger





Rechts: *Bild 10,09. Störungen des Zeilengleichlaufes; 10,091 = zu späte Auslösung durch die Unschärfe +U infolge Rauschens, 10,092 = zu frühe Auslösung um den Betrag –U durch Zündstörungen*

Bild 10,09. Gleichlaufstörungen

Genauer Zeilengleichlauf ist eine der wichtigsten Bedingungen für ein scharfes Fernsehbild. Verschiebt sich eine Zeile auch nur um eine Bildpunktbreite gegen die beiden Nachbarzeilen, dann erscheinen dem Auge die Einzelheiten dieser drei Zeilen doppelt so breit, also unscharf.

Noch störender ist es, wenn einzelne Zeilen hin und her springen. Das Bild wird dann sehr unruhig und flimmernd. Nun ist aber die Eigenfrequenz aller Kippschaltungen (Glimmröhren-Schaltungen, Sperrschwinger oder Multivibratoren) sehr labil. Darauf beruht die Möglichkeit, sie mit einer gegebenen Frequenz zu synchronisieren. Andererseits werden sie deshalb leicht falsch ausgelöst. – Bei der Impulsabtrennung werden zwar die Synchronisierzeichen oben und unten sauber beschnitten; ist aber die Eingangsspannung des Empfängers zu gering (unzureichende Antenne, zu großer Senderabstand), dann kommt die Rauschspannung in die Größenordnung der Empfangsspannung. Das Rauschen überlagert sich den Signalen und ergibt ausgefranste Begrenzungslinien. Fällt nach Bild 10,091 eine nach unten gerichtete Rauschamplitude auf die Vorderflanke des Synchronisierzeichens, dann wird diese angefressen und der Impuls setzt um den Wert $+U$ später ein, Nach Bild 1,06 soll die Impulsbreite 9 % der Zeilenlänge betragen. Ist $+U$ etwa $^1/_{10}$ der Impulsbreite, dann sind dies ca. 1 % der gesamten Zeilendauer. Bei einer Bildbreite von 480 mm wandert also diese Zeile bereits 4,8 mm aus!

Auch bei ausreichender Empfangsspannung können Gleichlaufstörungen auftreten, und zwar durch starke Funkstörungen, besonders von Kraftfahrzeug-Zündanlagen und Diathermiegeräten. Sind die Amplituden der Störungen so groß, daß sie nach Bild 10,092 bis zur Höhe der Synchronisierzeichen ragen, dann ergeben sie zusätzliche Zacken, die das Kippgerät um den Betrag $-U$ zu früh auslösen. Die Folge ist wieder ein unruhiges und zerrissenes Bild trotz ausreichender Empfangsspannung.

Bild 10,10. Verringern der Störanfälligkeit

Die zu frühe Auslösung eines Kippgerätes hängt nicht nur von der Amplitude des Störsignals in Bild 10,091 ab, sondern auch vom Sägezahnanstieg kurz vor der Auslösung (Kurve 10,101). Verläuft die Kurve hier flach wie bei der Ladekurve eines Kondensators kurz vor dem Ende des Ladevorganges, dann löst ein Störimpuls S das Kippgerät um den Betrag U_1 zu früh aus. Ein geradliniger Kurvenanstieg, wie er z. B. durch Anschließen des Gitterableitwiderstandes an die Anodenspannung nach Bild 10,05 erzwungen wird, verringert also entsprechend Kurve 10,102 gleichzeitig die Störanfälligkeit. Die Empfindlichkeit gegen Impulsstörungen wird noch weiter herabgesetzt, wenn man nach Kurve 10,103 dem Sägezahn eine Sinusspannung überlagert. Der letzte Teil der Kurve verläuft dann sehr steil, und Störzeichen von der gleichen Größe wie in den vorhergehenden Teilbildern wirken sich nur innerhalb des Gebietes U_3 aus.

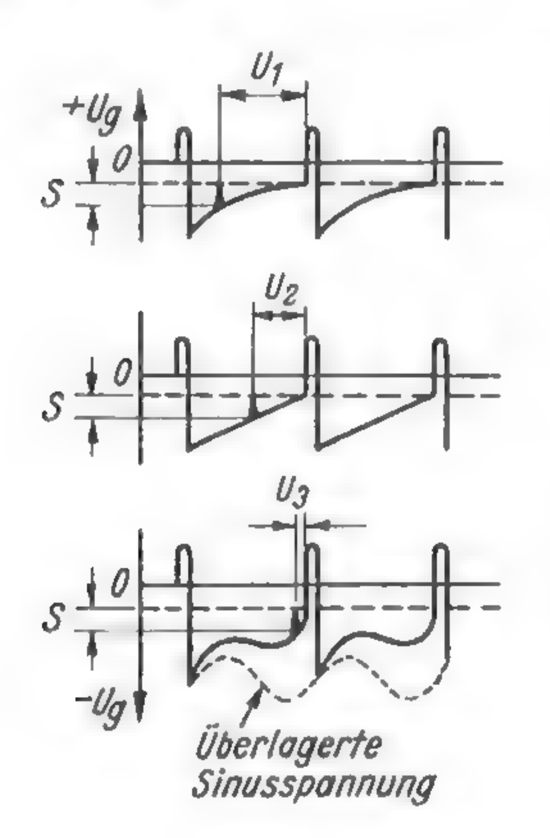


Bild 10,10. Vorzeitiges Auslösen der Ablenkspannung durch Störimpulse S

Bild 10,101 = Sägezahnanstieg mit Sättigungscharakteristik

Bild 10,102 = linearer Anstieg

Bild 10,103 = Anstieg mit überlagerter Sinusspannung, die Unsicherheit U ist hierbei am geringsten

Die starke Verzerrung der Sägezahnkurven durch die überlagerte Sinusspannung scheint zunächst abwegig. Die Kurvenform am gesperrten Gitter ist jedoch für die eigentliche Kippspannungserzeugung vollkommen bedeutungslos. Die Röhre dient, wie am Anfang dieses Kapitels erwähnt, nur als „Ein-Aus-Schalter". Sie ist entweder gesperrt, oder sie läßt ganz kurzzeitig während der positiven Gitterspannungsspitzen einen hohen Anodenstrom hindurch, der den Kippkondensator entlädt.

Bild 10,11. Wirkung des Stabilisierungskreises

Man kann also den Sperrschwinger besser synchronisieren, indem man die Gitterspannungskurve durch Überlagern mit einer Sinuskurve in der Nähe der Sperrlinie steiler macht. Hierzu schaltet man einen Schwingkreis vor das Gitter der Röhre oder in die Anodenstromzuleitung. Dieser *Stabilisierungskreis* wird durch den Spannungsimpuls beim Anschwingen des Sperrschwingers ebenfalls angestoßen. Seine Sinusschwingung *a* überlagert sich mit der ursprünglichen stetig ansteigenden Kurve *b* der Gitterspannung, und es entsteht die neue geschwungene Entladungskurve *c*. Sie schneidet die Sperrlinie unter einem größeren Winkel. Der Schwingkreis muß jedoch auf eine höhere Frequenz als die Zeilenfrequenz abgeglichen werden, damit die Sinuskurve beim Durchgang durch die Sperrlinie ansteigt. Ist der Kreis auf eine tiefere Frequenz abgeglichen, so wird die Kuppe *A* zu weit nach oben geschoben und kann die Röhre zu früh entsperren.

Sobald die Röhre leitend wird, fließt auch ein großer Gitterstrom. Er dämpft diesen Hilfskreis so sehr, daß die Schwingungen abreißen. Der Kreis wird aber sofort neu angestoßen, und das Spiel wiederholt sich von vorn.

Im Prinzip liegt hier auch wieder eine Koinzidenzschaltung vor. Nur wenn die Scheitelwerte von Sinus- und Sägezahnschwingung aufeinanderfallen, wird die Röhre geöffnet.

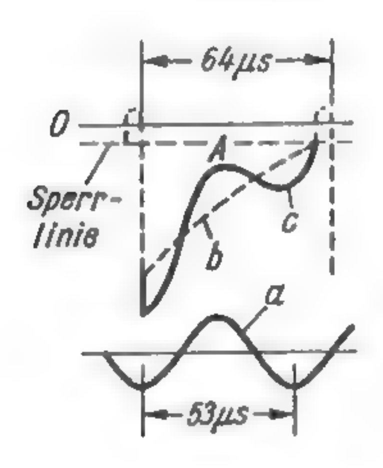


Bild 10,11. Durch Überlagern der Sinusschwingung a mit dem Sägezahnanstieg b entsteht die geschwungene Kurve c mit dem steilen Anstieg kurz vor dem Durchstoßen der Sperrlinie

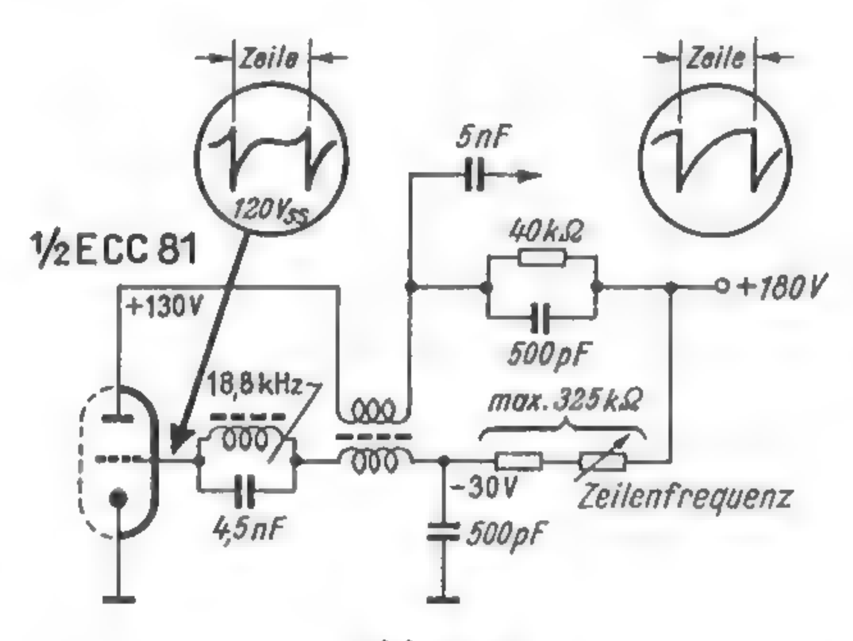


Bild 10,12
Schaltung eines Zeilensperrschwingers mit Stabilisierungskreis vor dem Gitter

Bild 10,12. Zeilensperrschwinger mit Stabilisierungskreis

In dieser Schaltung ist der Ladekondensator nach Bild 10,06 parallel zum Widerstand angeordnet. Der Sperrschwinger arbeitet mit induktiver Rückkopplung, zur Frequenzeinstellung ist ein Teil des Gitterwiderstandes veränderlich. Der Gitterwiderstand führt zum Pluspol, um die Gitterspannung der blockierten Röhre

schneller und gleichmäßiger ansteigen zu lassen. Zusätzlich ergibt der vor dem Gitter liegende auf 18,8 kHz abgeglichene Stabilisierungskreis den steilen Anstieg während der Sperrzeit. Die Oszillogramme geben die dadurch erzielten Spannungskurven an. Die Kippspannung wird unmittelbar hinter der *RC*-Kombination abgenommen.

Beim Vergleich der Werte mit Bild 10,05 ergibt sich eine gute Übereinstimmung. Der Ladekondensator hat hier die doppelte Kapazität, nämlich 500 pF anstatt 250 pF; dafür ist der Widerstand nur halb so groß, so daß sich ungefähr der gleiche Spannungsverlauf ergeben muß. Auch die Widerstände im Gitterkreis sind in beiden Schaltungen etwa gleich groß.

Bild 10,13. Transistor-Sperrschwinger

Bei einem Transistor-Sperrschwinger liegen die Wicklungen des Rückkopplungstransformators im Basis- und Kollektorkreis. Die Basis wird über die Widerstände *R* 1 und *R* 2 schwach negativ eingestellt. Trifft ein negativer Synchronisierimpuls dort ein, dann steigt der Kollektorstrom durch die Wicklung *n* 2. Der dadurch in der Wicklung *n* 1 induzierte Strom ergibt eine Rückkopplung, so daß der Kollektorstrom und die Spannungen am Übertrager sprunghaft weiter ansteigen. Wird die Wechselspannung im Basiskreis so groß, daß ihre Spitzen größer sind als die Vorspannung am Widerstand *R* 2, dann wirkt die Emitter-Basisstrecke des Transistors als Gleichrichterdiode. Die Basis wird positiv, verriegelt den Transistor und unterbricht die Schwingungen.

Die im Übertrager gespeicherte magnetische Energie fließt über die Diode *D* ab, bis der Anfangszustand wieder hergestellt ist. Am Emitter oder am Kollektor können die Ausgangsimpulse entnommen und zum Formen von Sägezahnspannungen benutzt werden.

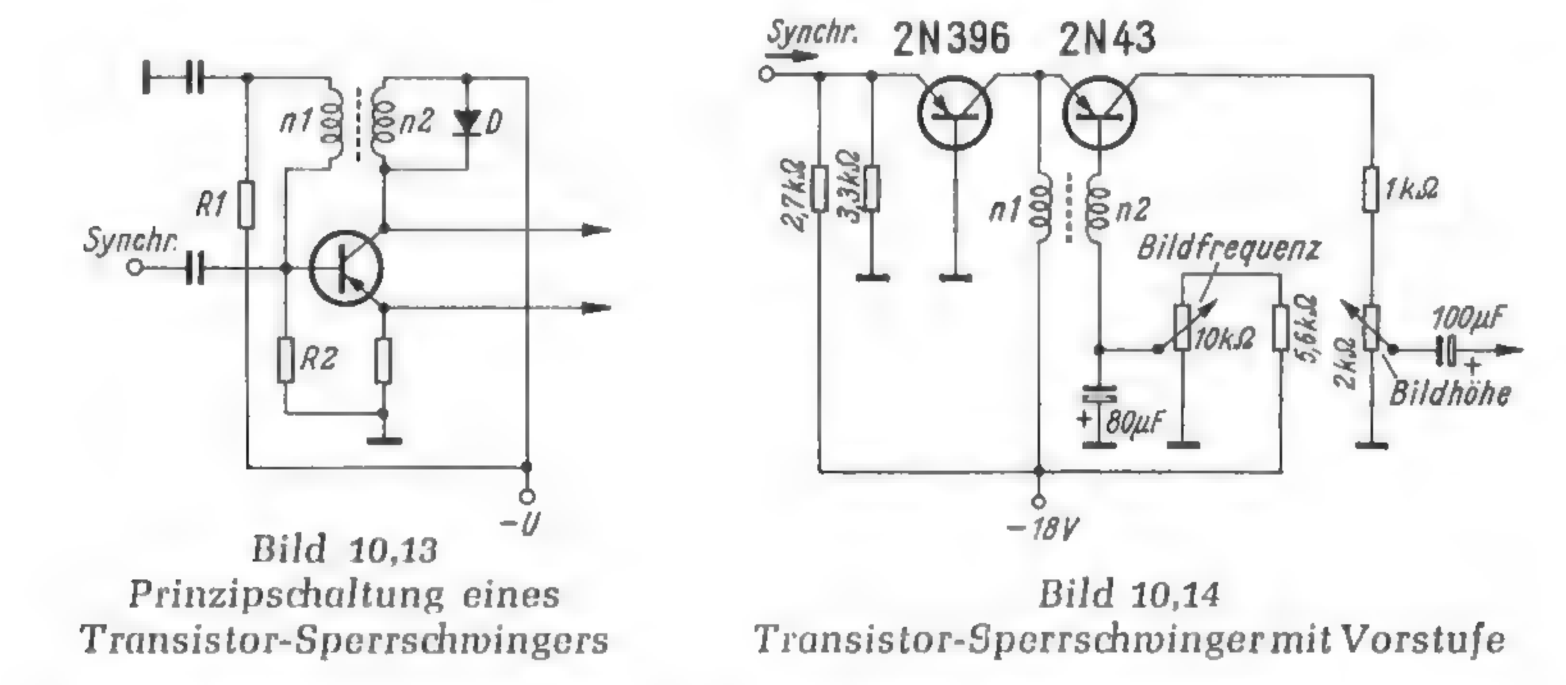


Bild 10,13
Prinzipschaltung eines Transistor-Sperrschwingers

Bild 10,14
Transistor-Sperrschwinger mit Vorstufe

Bild 10,14. Transistor-Sperrschwinger im Fernsehempfänger

Der Transistor 2 N 43 bildet einen Bildkipp-Sperrschwinger. Die Synchronisierimpulse werden über den in Basisgrundschaltung arbeitenden Transistor Typ 2 N 396 dem Emitter zugeführt. Der Sperrschwingertransformator arbeitet wie im vorigen Bild besprochen. Die Kippfrequenz läßt sich durch Verschieben des Abgriffes am Basisspannungsteiler synchronisieren. Wird die Basis negativer gemacht, schwingt die Schaltung eher wieder an, die Kippfrequenz wird höher. Die Kippamplitude und damit die Bildhöhe wird mit dem Spannungsteiler in der Kollektorzuleitung eingestellt, an dem die Steuerspannung für den Bildkipp-Endverstärker abgegriffen wird.

Bild 10,15. Der Multivibrator als rückgekoppelter RC-Verstärker

Ein Multivibrator besteht aus zwei Röhrensystemen, deren Anoden und Gitter nach Bild 10,151 wechselseitig über Kopplungskondensatoren verbunden sind. Durch Umzeichnen entsteht hieraus die Schaltung 10,152, an der die Wirkungsweise besser zu verfolgen ist. Sie stellt in dieser Form einen zweistufigen RC-Verstärker dar, bei dem die Anodenspannung der Röhre II über den Kondensator C_1 auf das Gitter des Systems I rückgekoppelt ist. Eine Wechselspannung an der Anode I wird

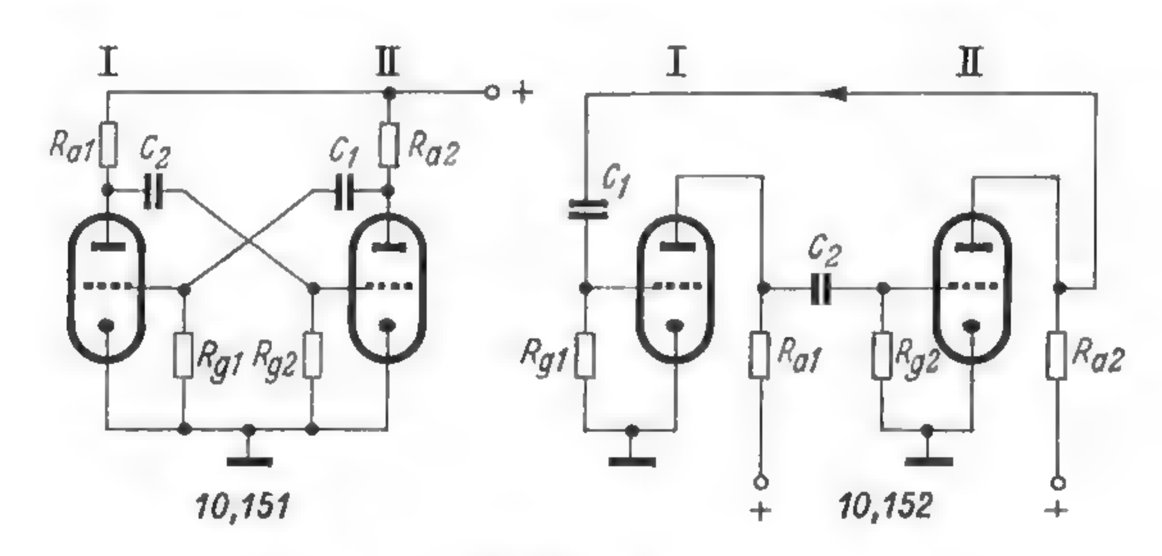


Bild 10,15
Multivibrator; 10,151 = symmetrische Darstellung,
10,152 = Darstellung als RC-Verstärker

also dem Gitter II zugeführt und im System II verstärkt. Die verstärkte Spannung wird wieder auf das Gitter des Systems I rückgekoppelt. Da hinter einer Röhre in Katodenbasisschaltung die Phase der Wechselspannung um 180° gedreht wird, liegt eine echte Rückkopplung vor, denn die Rückkopplungsbedingung lautet, daß die auf das Gitter zurückgeführte Spannung um 180° gegenüber der Anodenspannung gewendet sein muß. Die Rückkopplung ist außerdem in diesem Fall sehr fest, denn während sonst nur ein Bruchteil der Anodenwechselspannung auf das Gitter zurückgeführt wird, wird hier die rückgeführte Spannung sogar noch verstärkt! Die Schaltung muß deshalb unbedingt zu einer selbständigen Schwingungserzeugung führen.

Bild 10,16. Anodenstromverlauf einer Multivibratorschaltung

Das Arbeiten des Multivibrators läßt sich aus den Ladevorgängen der verschiedenen RC-Glieder erklären. Hier soll jedoch eine andersartige Betrachtung die etwas verwickelten Vorgänge dem Praktiker anschaulich klarmachen.

Da die Rückkopplungsspannung im System II verstärkt wird, erhält Gitter I eine sehr große Wechselspannung und wird stark übersteuert. Nehmen wir zunächst einmal an, die dem Gitter I zugeführte Spannung sei sinusförmig. Infolge der Übersteuerung wird dann die negative Halbwelle den Anodenstrom bis auf Null herabsetzen. Während der positiven Halbwellen wird der Strom begrenzt, da er nicht größer werden kann als die Anodenspannung und als die im Anodenkreis liegenden Widerstände es zulassen. Bei starker Übersteuerung des Gitters wird also der

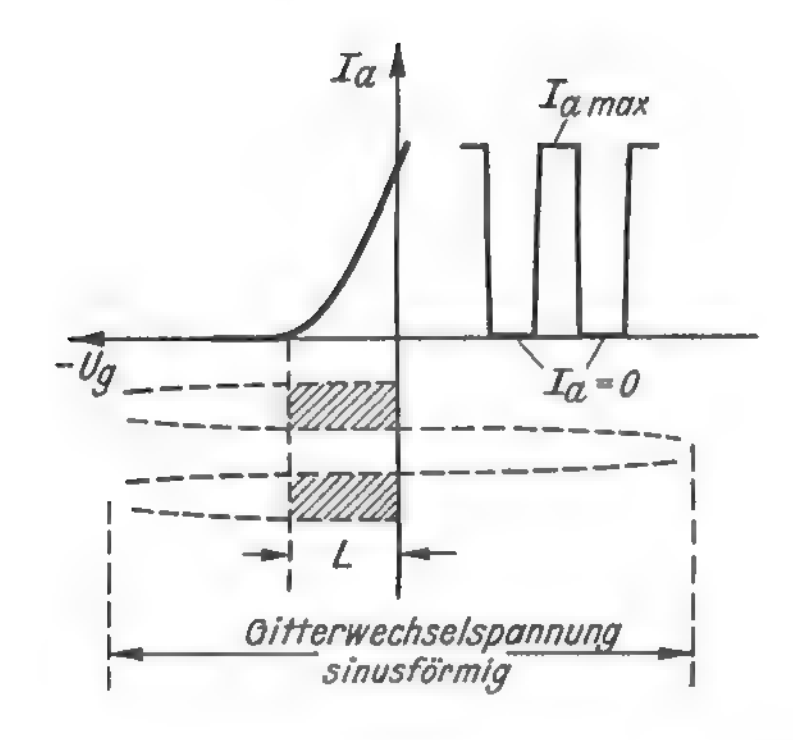


Bild 10,16
Erzeugen einer Rechteckkurve durch Übersteuern der Röhre

Anodenwechselstrom trapez- oder rechteckförmig, eine allgemein bekannte Tatsache. Im Anodenstrom bilden sich daher nur die schraffiert dargestellten Teile der Gitterspannungskurve ab.

Bild 10,17. Verlauf der Anoden- und Gitterspannungen

Die rechteckige Anodenstromkurve aus Bild 10,16 erzeugt natürlich auch eine rechteckige Anodenwechselspannung. Während der stromlosen Zeiten steigt das Potential an der Anode auf den vollen Wert der Betriebsspannung an, weil im Anodenwiderstand keine Spannung verloren geht. Während der maximalen Anodenstromwerte sinkt die Spannung an der Anode auf einen bestimmten Kleinstwert K. Kurve *a* stellt diesen Spannungsverlauf an der Anode I der Multivibratorschaltung dar. Diese Rechteckspannung wird dem Gitter II über ein RC-Glied ($C_2/R_{g\,2}$ in Bild 10,15) zugeführt. Dieses *RC*-Glied differenziert die Rechteckspannung und bildet daraus Impulse ähnlich wie in Bild 9,122.

Verfolgen wir den Vorgang im einzelnen: Zwischen den Punkten 1 und 2 bleibt die Anodenspannung $+ U_{a\mathrm{I}}$ gleich. Die Spannung $U_{g\mathrm{II}}$ am Gitter der Röhre II ist während dieser Zeit gleich Null, da Gleichspannungswerte nicht übertragen werden und Gitter II in Bild 10,15 über den Widerstand R_{g2} mit der Katode verbunden ist.

Der steile Anodenstromabfall im Zeitpunkt 2 ergibt differenziert einen großen negativ gerichteten Steilheitswert der Gitterspannung $U_{g\mathrm{II}}$. Von 2 bis 3 entladet sich C_2 langsam nach Kurve b, ähnlich wie in Bild 9,122. Im Zeitpunkt 3 steigt der Anodenstrom der Kurve a wieder steil an. Er müßte eigentlich den gestrichelt dargestellten Zacken der Kurve b auslösen. Die Gitterspannung kann jedoch nur bis Null ansteigen, weil dann das Gitter stromführend wird und die Spannung daran zusammenbricht. Die Gitterspannung II bleibt daher auf Null, bis im Zeitpunkt 4 der nächste negative Steilheitssprung der Kurve *a* einsetzt und der Vorgang sich periodisch wiederholt.

Auf die Spannung an der Anode II wirkt sich die Gitterspannung $U_{g\mathrm{II}}$ folgendermaßen aus (Kurve c): Bei $U_{g\mathrm{II}} = 0$ fließt der größte Anodenstrom, und die Anodenspannung wird ein Minimum. Während der weit negativ gerichteten Zacken in Kurve *b* ist der Anodenstrom vollständig gesperrt, denn die Spannungsspitzen entsprechen ja der Größe der Anodengleichspannung, also Werten von 150 bis 250 V. Das Gitter ist daher weit negativ gesteuert (vgl. Bild 10,16). Erst wenn die Spannung bis auf den Wert der Sperrspannung S abgesunken ist (Fußpunkt der Kennlinie), führt Röhre II wieder Strom.

An der Anode II bildet sich also trotz der Sägezahnspannung am Gitter wieder eine Rechteckspannung aus, die um 180° gegen die Anodenspannung des Systems I verschoben ist. Diese Rechteckspannung steuert das Gitter I über das Differenzierglied C_1/R_{g1} in gleicher Weise (Kurve *d*), und damit erhält sich der Vorgang selbst aufrecht.

Zusammengefaßt ergibt sich also: Durch Verstärken der rückgekoppelten Spannung werden die Gitter übersteuert, und es bilden sich Rechteckspannungen an den Anoden. Durch Differenzieren entstehen daraus wieder Sägezahnspannungen an

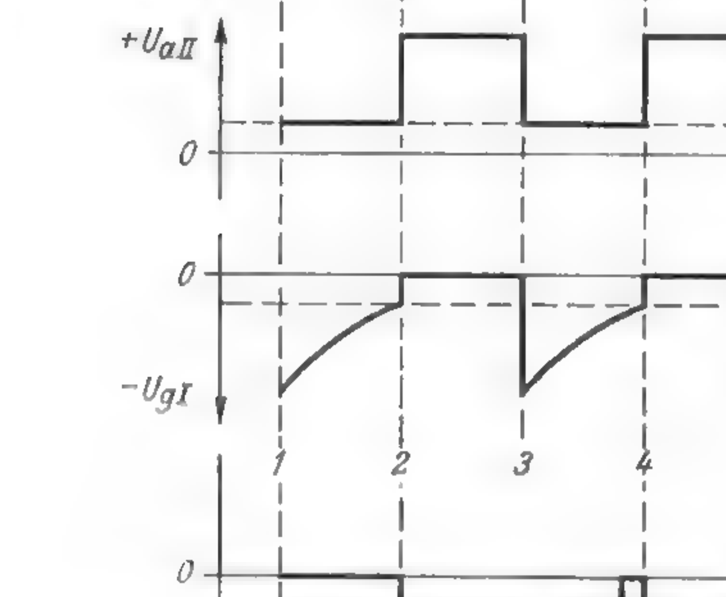


Bild 10,17
Spannungen beim
Multivibrator

den Gittern. Die Frequenz hängt hierbei von den *RC*-Gliedern am Gitter ab. Bei kleinen Werten klingt die Spannung des Kondensators schneller ab, und die Röhren werden früher leitend, die Frequenz wird höher. Ist $R_{g1} \times C_1 = R_{g2} \times C_2$, dann entstehen gleichbreite Rechteckimpulse wie in den Kurven *a* und *c*. Macht man jedoch das *RC*-Glied am Gitter des Systems II größer, dann klingt die Ladung langsamer ab (Kurve e), und die Anodenspannung des Systems II besteht demnach aus langen spannungsführenden Zeiten, die durch kurze negativ gerichtete Span-

nungsimpulse unterbrochen werden. Ein negativer Spannungsimpuls an der Anode bedeutet aber einen positiven Stromimpuls nach Kurve g, denn während dieser Zeit wird ja das Gitter nach Kurve e entsperrt. Dieser Stromimpuls dient nun genau wie beim Sperrschwinger dazu, um einen Kippkondensator zu entladen.

Bild 10,18. Multivibrator für die Bildkippfrequenz (Rasterfrequenz)

Aus den vom Amplitudensieb kommenden Gleichlaufzeichen werden durch eine dreigliedrige Integrationskette die Rasterwechselimpulse herausgehoben und zur Synchronisierung dem Gitter der Röhre I des Multivibrators zugeführt.

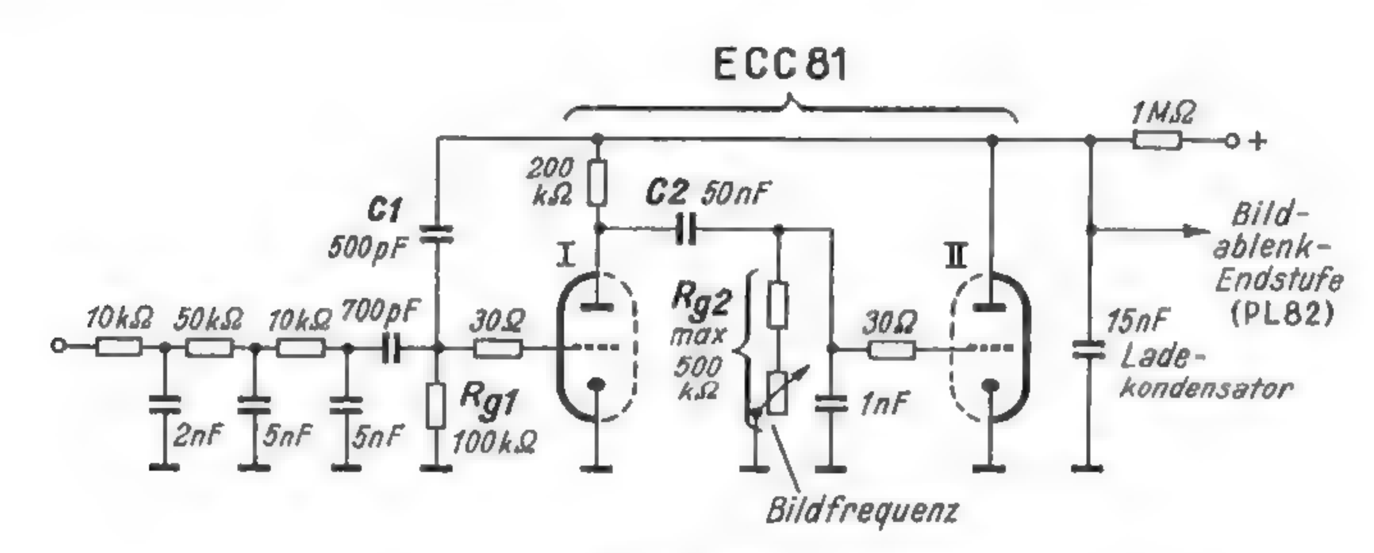


Bild 10,18
Unsymmetrischer Multivibrator für 50 Hz (Grundig)

Die beiden Systeme I und II besitzen unsymmetrische RC-Glieder. R_{g2} ist zur Frequenzeinstellung veränderlich. C 2 hat einen Wert von 50 nF. Das RC-Produkt ist also sehr groß, und die Gitterspannung bleibt lange Zeit negativ. Die Röhre leitet während dieser Zeit nicht. Inzwischen ladet sich der Ladekondensator von 15 nF über 1 MΩ auf, und er wird dann kurzfristig durch den Anodenstromstoß des Systems II entladen. Die am Ladekondensator entstehende Sägezahnspannung führt zum Steuergitter der Bildablenk-Endröhre PL 82.

Bild 10,19. Katodengekoppelter Multivibrator

In Fernsehempfängern wandelt man meist die Grundschaltung des Multivibrators ab. Die Rückkopplungsspannung wird nicht an der Anode II, sondern an der Katode II abgegriffen und direkt der Katode I zugeführt. R_k ist also ein gemeinsamer, meist unverblockter Katodenwiderstand für beide Systeme. Gitter I wird dadurch frei für die Synchronisierspannung. Die Gleichlaufimpulse werden im System I mitverstärkt und ergeben einen starren Gleichlaufzwang.

Die eigentliche Sägezahnspannung wird am Kondensator C erzeugt. R ist der Ladewiderstand des Kondensators und gleichzeitig der Anodenwiderstand des Systems II. C wird über R während der langen Zeit aufgeladen, in der System II gesperrt ist und die Anode Spannung führen kann (Kurve f in Bild 10,17).

In den kurzen Zeiten, in denen die Röhre II Strom führt und die Spannung zusammenbricht, entlädt sich C über die Röhre II. Dies bewirkt den steilen Abfall des Sägezahnes. Die Sägezahnspannung wird also nicht dem Multivibrator entnommen, obgleich dies nach Kurve e in Bild 10,17 möglich wäre, sondern sie wird in einer ein-

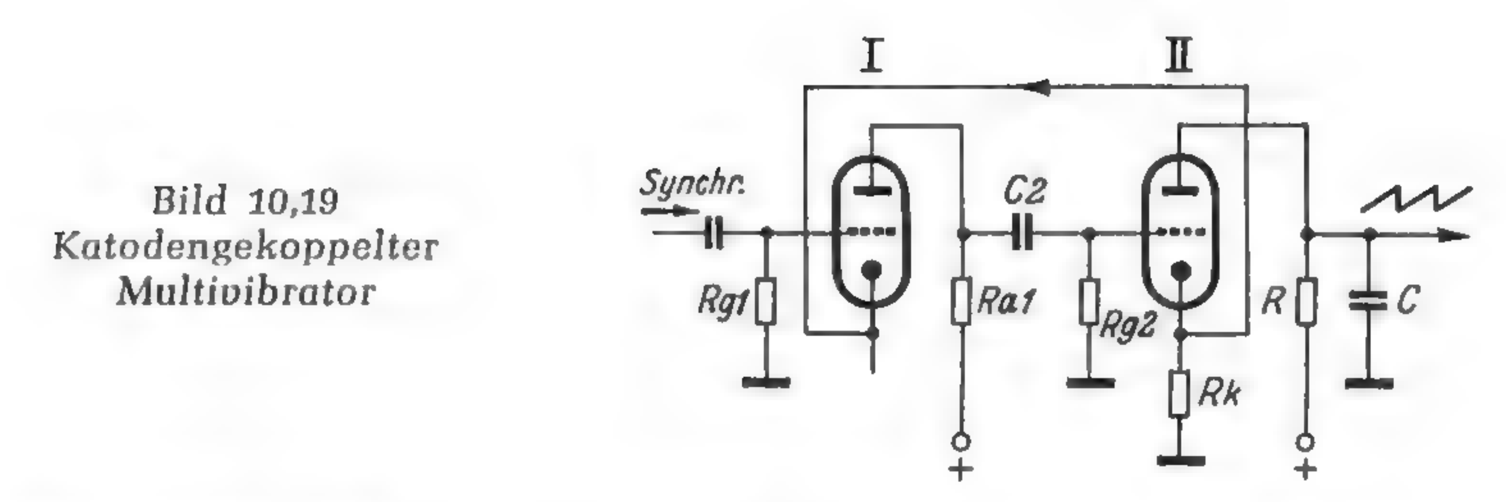


Bild 10,19
Katodengekoppelter Multivibrator

fachen Kippschaltung erzeugt. Der Multivibrator dient nur dazu, den Kondensator C während der Rückschlagzeiten zu entladen und die Synchronisierungsspannung zuzuführen und zu verstärken.

Bild 10,20. Multivibrator mit Endstufe zur Bildablenkung

Im allgemeinen erzeugt man die Bildkippspannung mit einem Sperrschwinger oder Multivibrator und verstärkt sie dann in einer besonderen Endröhre auf die zum Ablenken des Strahles erforderliche Leistung. Um ein Röhrensystem und den Sperrschwingertransformator einzusparen, wird in diesem Schaltungsbeispiel die Endröhre in den Multivibrator einbezogen. Synchronisiert wird wieder über eine dreigliedrige Integrationskette. Die Multivibratorschaltung wird aus den beiden Röhrensystemen der PCL 81 und den Gliedern R_{g1}, C_1, R_{a1} sowie R_{g2}, C_2 und R_{a2} gebildet. Der Anodenwiderstand R_{a2} wird dabei durch die Primärwicklung des Bildablenktransformators dargestellt.

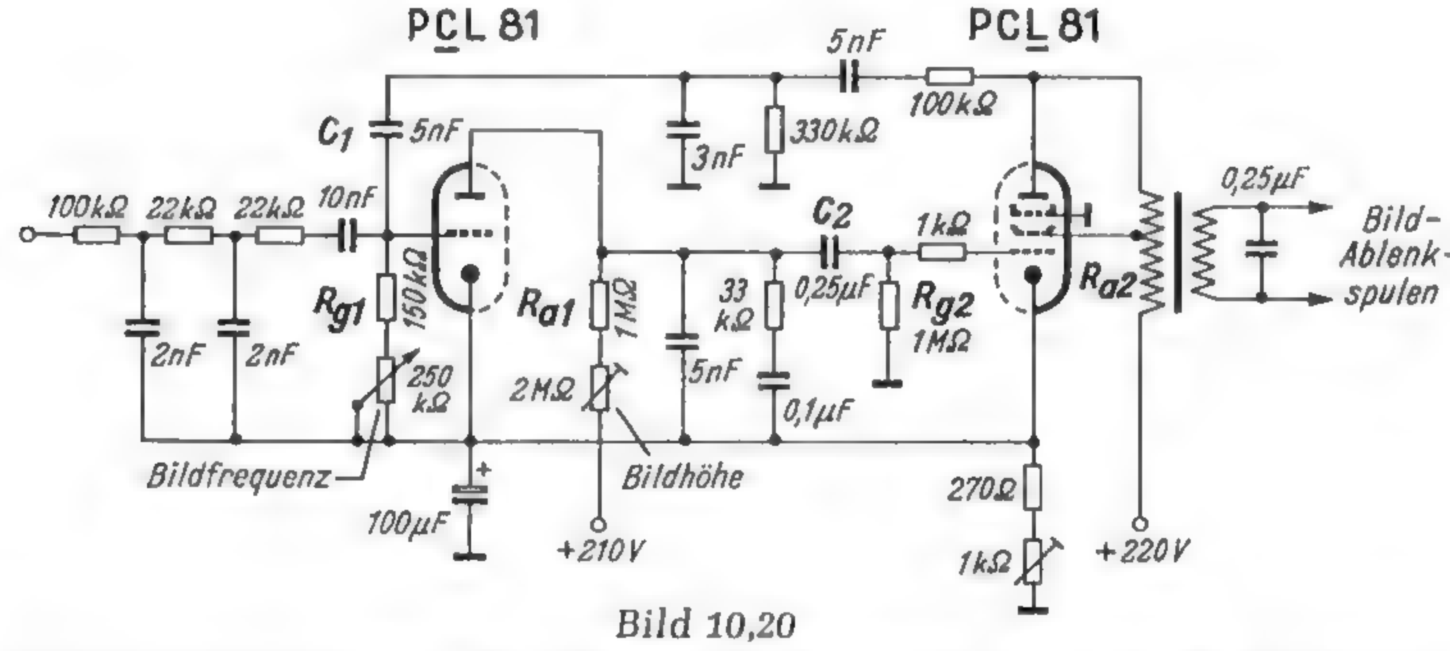


Bild 10,20
Bildkipp-Multivibrator, bei dem ein Röhrensystem zugleich als Endröhre für die Bildablenkung dient

Mit dem einstellbaren 1-kΩ-Widerstand in der Katodenleitung, den Schaltelementen zwischen Anode und Katode des Triodensystems, den RC-Gliedern in der Rückkopplungsleitung von der Anode der Pentode zum Gitter der Triode und durch die Induktivität des Anodenwiderstandes R_{a2} wird der beim normalen Multivibrator entstehende rechteckförmige Anodenstromimpuls so verformt, daß der zur Rasterablenkung erforderliche Sägezahnstrom an den Ablenkspulen entsteht. Die Bildfrequenz wird am veränderlichen Teil des Gitterableitwiderstandes R_{g1}, die Bildhöhe, also die Höhe der Sägezahnspannung, am abgleichbaren Teil des Anodenwiderstandes R_{a1} eingestellt.

Bild 10,21. Multivibrator für die Zeilenfrequenz

Entsprechend der höheren Zeilenfrequenz von 15 625 Hz sind Gitterkopplungskondensator und Ladekondensator kleiner (je 300 pF) als in einer Multivibratorschaltung für die 50-Hz-Bildkippfrequenz. Multivibratoren für die Zeilenfrequenz sind auch zum überwiegenden Teil katodengekoppelt, in diesem Fall über den gemeinsamen Katodenwiderstand von 800 Ω. Dem Gitter der linken Triode wird die Synchronisierspannung zugeführt. Die Frequenz wird grob im Innern des Gerätes durch den 500-kΩ-Gitterableitwiderstand eingestellt. Zur Feineinstellung während des Betriebes wird eine veränderliche Gittervorspannung an dem 100-kΩ-Spannungsteilerwiderstand abgegriffen.

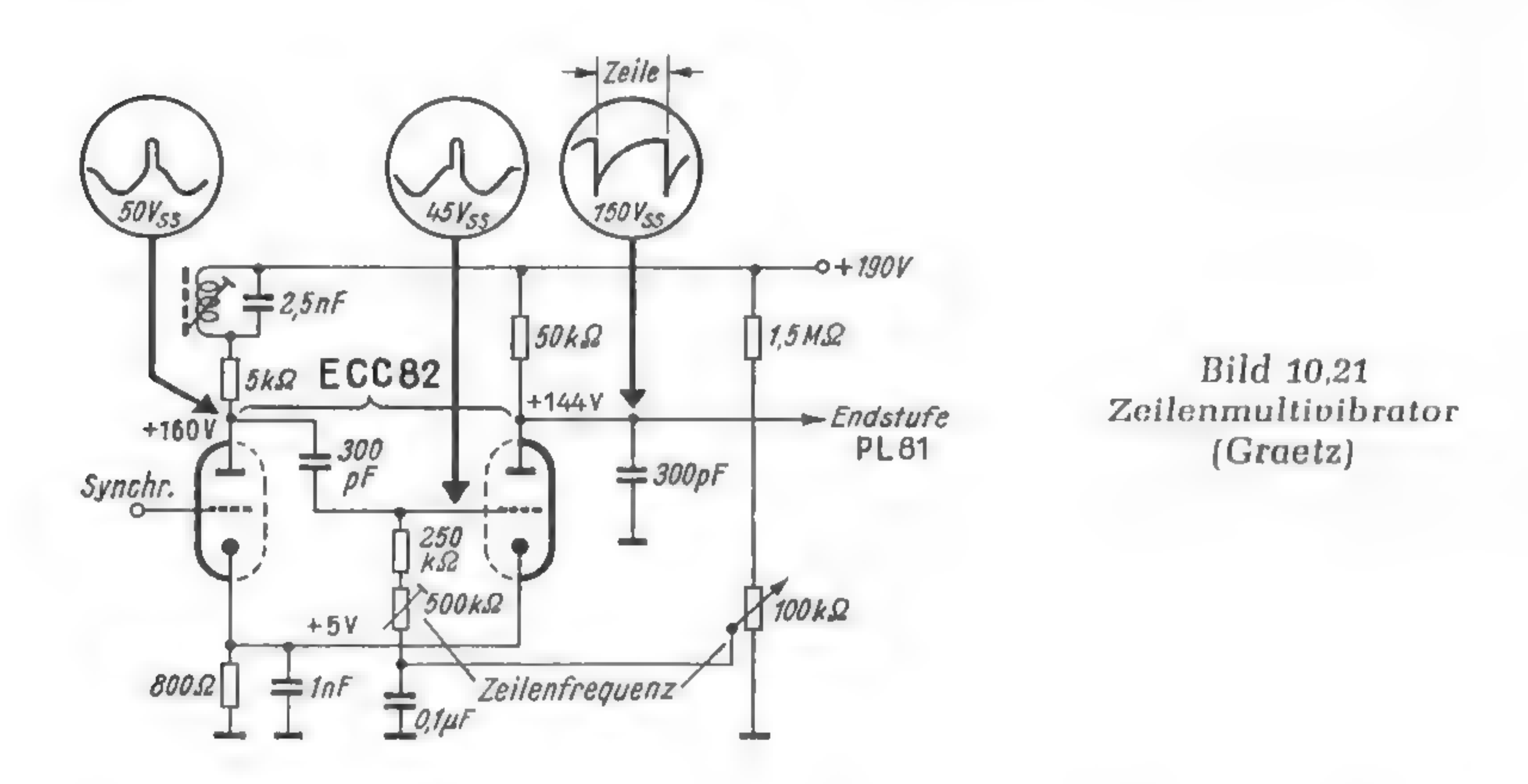


Bild 10,21
Zeilenmultivibrator
(Graetz)

Zeilenmultivibratoren enthalten stets einen Stabilisierungskreis, der ähnlich wie beim Sperrschwinger in Bild 10,11 wirkt. Er muß jedoch etwas unterhalb der Zeilenfrequenz abgeglichen werden (hier 14 kHz). Die durch das Anstoßen des Kreises ausgelöste Sinusschwingung überlagert sich dem vom Multivibrator erzeugten Anodenspannungsimpuls des linken Systems und wird auf das Gitter der rechten Triode übertragen (mittleres Oszillogramm). Ein positiv gerichteter Impuls am Gitter macht aber die linke Triode leitend. Die Spannung am 300-pF-Ladekondensator bricht zusammen und ergibt den senkrechten Abfall der Sägezahnspannung im rechten Oszillogramm. Die ansteigenden Sägezahnflanken sind nicht geradlinig, weil der endgültige *Stromsägezahn* für die Zeilenablenkspulen durch Schaltmittel in der Endstufe erzielt wird.

Bild 10,22. Transistor-Multivibrator

Die Verwandtschaft zu der Röhrenschaltung Bild 10,151 ist deutlich zu erkennen. Die Schwingfrequenz wird grob mit den Kondensatoren C 1 und C 2 eingestellt. Macht man die *RC*-Glieder unsymmetrisch und führt die erzeugte Rechteckspannung einem Ladekondensator zu, dann ergibt dessen Aufladung den gewünschten sägezahnförmigen Verlauf. Diese einfache Schaltung liefert etwas abgerundete Flanken der Rechteckimpulse. Ursache ist der Kondensator C 1, dessen Wert möglichst klein sein soll. Eine exakte Rechteckspannung erhält man dann, wenn der Kondensator C 1 mit Hilfe eines dritten Transistors entkoppelt wird. Eine solche Schaltung zeigt Bild 10,222.

Die bisher bekannt gewordenen Transistorschaltungen für Fernsehempfänger verwenden jedoch vorwiegend Sperrschwinger sowohl für den Bildkipp- als auch für den Zeilenkipp-Generator.

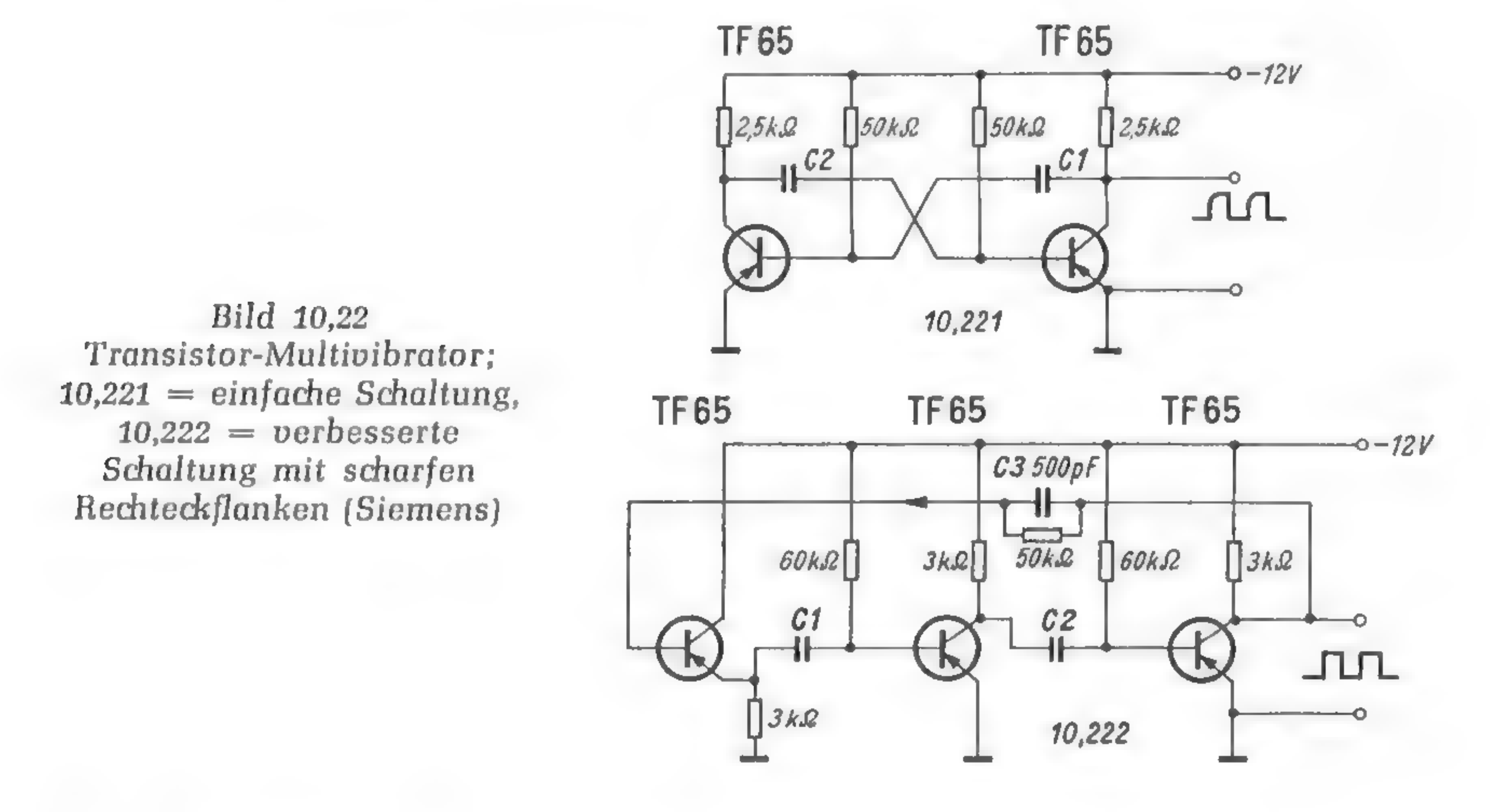


Bild 10,22
Transistor-Multivibrator;
10,221 = einfache Schaltung,
10,222 = verbesserte Schaltung mit scharfen Rechteckflanken (Siemens)

Bild 10,23. Schmitt-Trigger mit Transistoren

Sowohl als Kippspannungsgenerator als auch als Amplitudensieb kann der mit Transistoren bestückte Schmitt-Trigger von Bedeutung werden. Eine solche Schaltung stellt im Prinzip einen Multivibrator dar, der durch einen Ansteuerimpuls in die andere Lage kippt und dabei eine sehr steile Rechteckflanke ergibt. Steuert man also einen Schmitt-Trigger mit den Synchronisierimpulsen, dann erhält man sehr saubere Rechteckkurven, die wieder einen Kondensator mit einem Sägezahnstrom aufladen können.

Die beiden Transistoren OC 71 bilden eine Schaltung ähnlich der von Bild 10,19. Man könnte sie demnach auch als emittergekoppelten Multivibrator bezeichnen. Die Anordnung spricht bereits auf 20 mV Eingangsspannung an. Am Ausgangswiderstand R

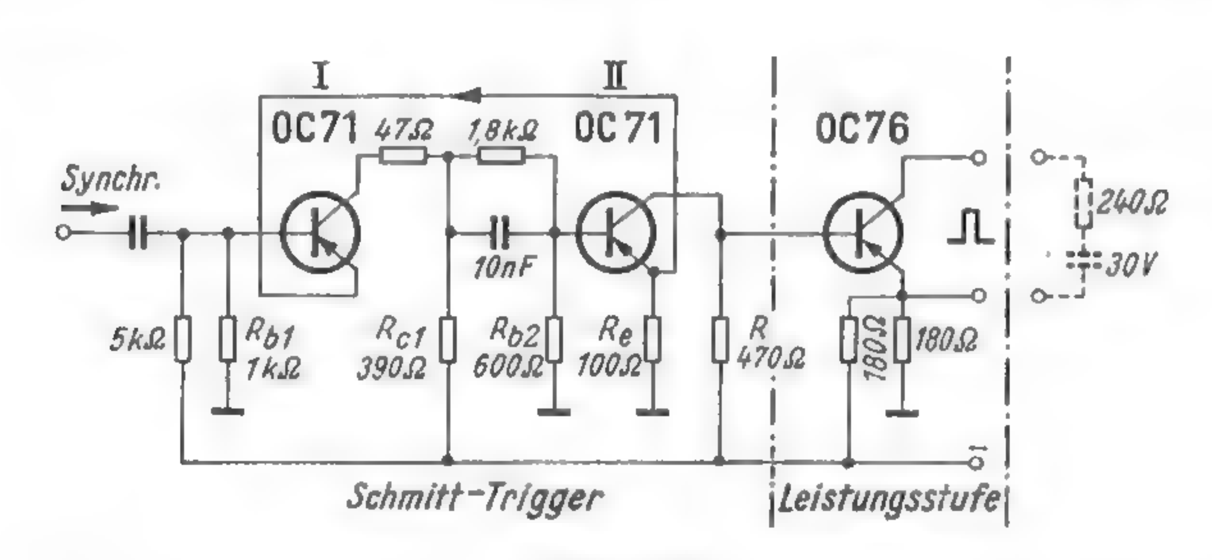


Bild 10,23
Schaltung eines Schmitt-Triggers mit Transistoren (nach Valvo)

ist ein Schalttransistor OC 76 angeschlossen. Mit einem vom Schmitt-Trigger gelieferten Basisstrom von etwa 3,5 mA schaltet er durch und liefert einen Strom von 125 mA über den 240-Ω-Widerstand in seinen Kollektorkreis. Der Transistor OC 76 kann, ohne überlastet zu werden, beliebig lange in dieser Stellung verharren. Die Restspannung an der Kollektor/Emitter-Strecke beträgt dabei nur 0,3 V.

Im ausgeschalteten Zustand beträgt der Reststrom über dem Lastwiderstand ungefähr 0,03 mA. Auch in dieser Stellung kann der Schalttransistor beliebig verharren. Die am Kollektor liegende Spannung beträgt dann 30 V. Aus diesen Daten ergibt sich eine Schaltleistung von 3,7 W, mit der bereits unmittelbar ein Ablenkspulenpaar gesteuert werden könnte.

Sinusgeneratoren

Bild 10,24. Prinzip des Sinusgenerators

In neueren Fernsehempfängern werden zum Erzeugen der Zeilenfrequenz vorwiegend Rückkopplungsschaltungen mit LC-Schwingkreisen verwendet. Man bezeichnet sie als Sinusgeneratoren. Die Frequenz eines solchen Generators ist gegen Spannungsschwankungen und impulsartige Störungen bedeutend stabiler als ein Sperrschwinger oder Multivibrator. Zum Synchronisieren wird ein ähnliches Verfahren

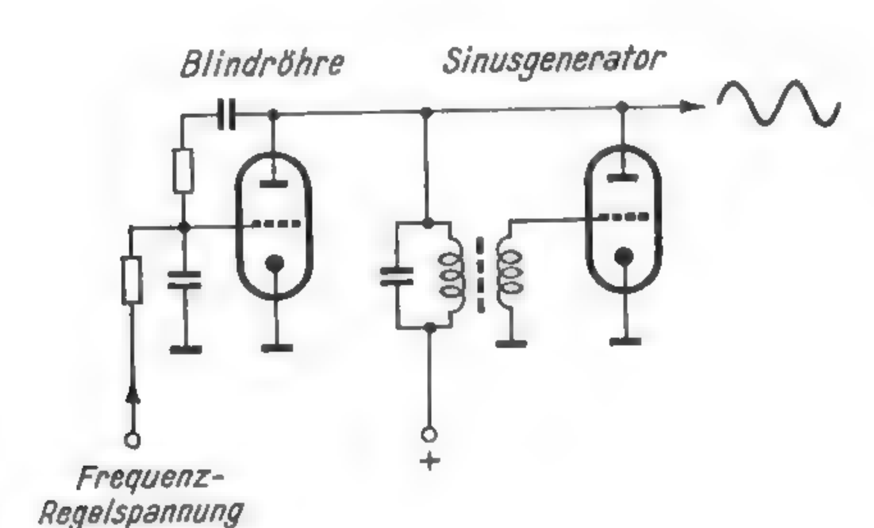


Bild 10,24
Sinusgenerator mit Frequenznachregelung über eine Blindröhre

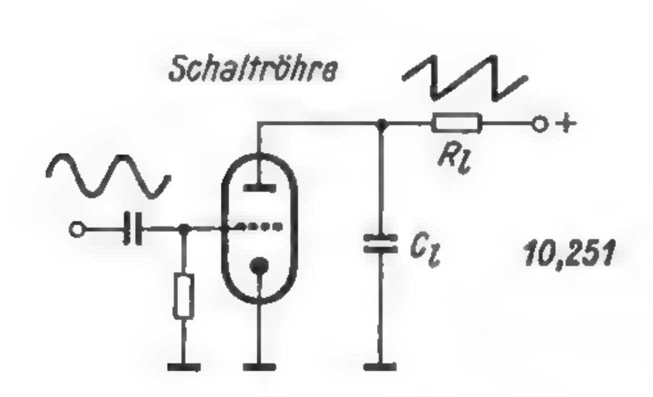
wie bei der automatischen Feinabstimmung angewendet. Parallel zum Schwingkreis des Sinusgenerators liegt eine Nachstimmröhre als Stellglied. Sie arbeitet als steuerbare Selbstinduktion oder Kapazität und wird auch Impedanzröhre, Reaktanzröhre oder Blindröhre genannt (vgl. Bild 7,24). Die Frequenz der vom Sender kommenden Gleichlaufzeichen wird in einer Meßschaltung mit der Frequenz des Sinusgenerators verglichen. Die Meßschaltung, die gleichzeitig Meßwertwandler ist (vgl. Bild 7,04), leitet daraus eine Regelspannung ab. Sie steuert die Blindröhre in der Weise, daß der Sinusoszillator genau auf die richtige Frequenz hingezogen wird. Einzelheiten hierzu folgen im Kapitel Zeilensynchronisierung.

Bild 10,25. Die Sinusspannung wird zur Sägezahnspannung

Die Sinusschwingung des Oszillators muß noch in die zur Ablenkung benötigte Sägezahnspannung umgeformt werden. Hierzu dient ein drittes Röhrensystem, die Verzerrerröhre, Bild 10,251. Ihr Gitter wird stark negativ vorgespannt, und man führt ihm die Sinusspannung mit so großer Amplitude zu, daß nach Bild 10,252 nur die höchsten positiv gerichteten Sinuskuppen kurze impulsartige Anodenstromstöße

erzeugen. Wir haben damit wieder eine als Schalter wirkende Röhre, die längere Zeit stromlos ist, also einen unendlich hohen Widerstand darstellt, und dann schlagartig leitend wird.

Wie beim Sperrschwinger oder Multivibrator wird nun in dem Anodenkreis dieser Röhre ein Ladekondensator angeordnet. Er ladet sich während der Sperrzeit der Röhre auf und wird bei leitender Röhre kurzschlußartig entladen. Damit erhält man also ebenfalls die gewünschte Sägezahnspannung. Der Ausdruck *Sinusgenerator* bezieht sich demnach nur auf die Steuerstufe. Die eigentliche Nutzspannung besitzt auch hier Sägezahnform.



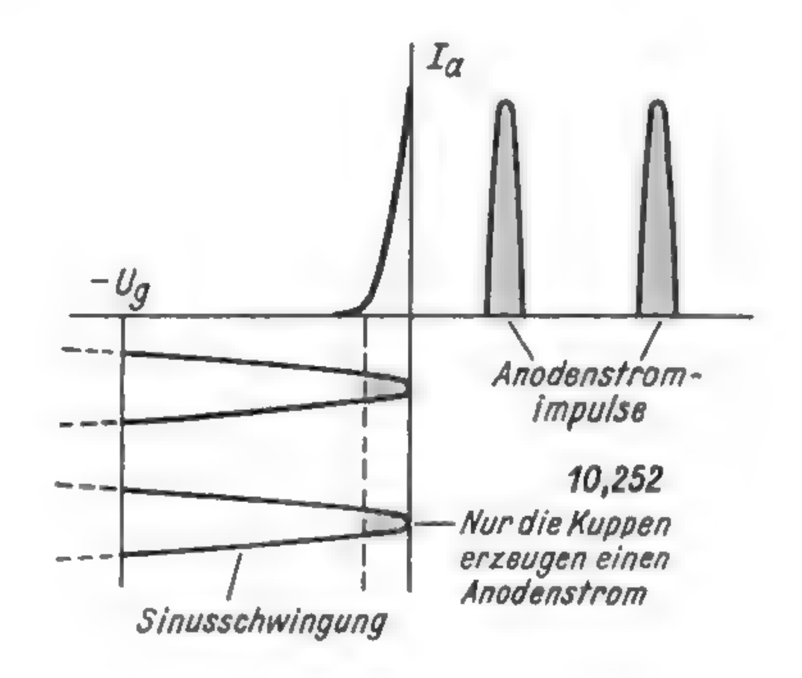


Bild 10,25
Durch Übersteuern einer Schaltröhre mit Hilfe einer Sinusspannung am Gitter kann man an einem Ladekondensator Sägezahnspannungen erzeugen

Diese Schaltröhre zwischen Steuerstufe und Endstufe dient außerdem als Entkopplungs- oder Pufferstufe. Sie verhindert, daß der in der Endröhre auftretende Gitterstrom die Frequenz des Zeilengenerators beeinflußt.

Bild 10,26. Zeilenkippgerät mit Sinusgenerator

Sinusgeneratoren werden ausschließlich für Zeilenkippgeräte verwendet, weil hier die Gefahr von Störungen besonders groß ist. Ein vollständiges Zeilenkippgerät mit Sinusgenerator besteht demnach aus vier Röhrensystemen:

1. Sinusoszillator
2. Nachstimmröhre
3. Verzerrerröhre (Schaltröhre)
4. Endröhre

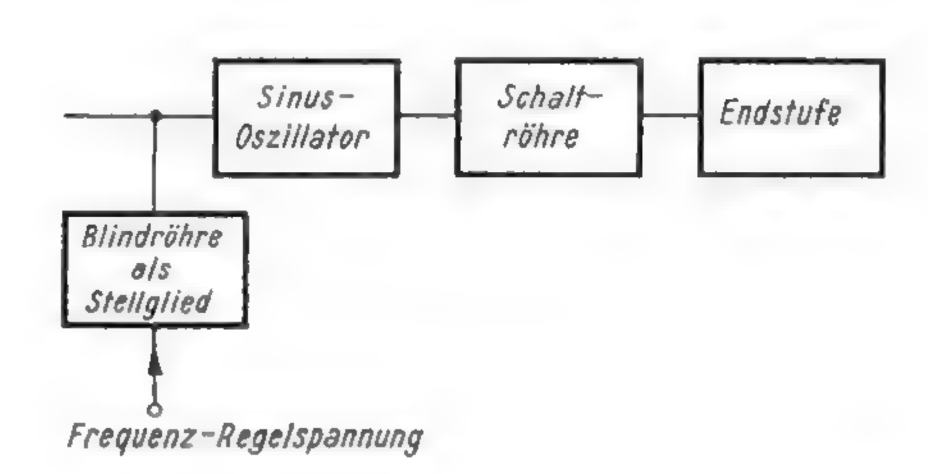


Bild 10,26
Prinzip eines Zeilen-Ablenkgerätes mit Sinusoszillator und Frequenznachregelung

Sieht man von der Endröhre ab, die stets benötigt wird, so ergibt sich vergleichsweise folgender Aufwand für die Kippspannungserzeugung

Sperrschwinger:	*Multivibrator:*	*Sinusgenerator:*
1 Röhrensystem	2 Röhrensysteme	3 Röhrensysteme

Bei den Sperrschwingern muß man zusätzlich die Kosten für den Sperrschwinger-Transformator berücksichtigen, so daß Sperrschwinger und Multivibratoren etwa gleich teuer sind. Die Vorteile des Zeilenkippgerätes mit Sinusgenerator müßten dagegen durch höhere Röhrenzahl erkauft werden. Deswegen bemüht man sich, auch beim Sinusgenerator die drei verschiedenen Funktionen: Schwingungserzeugung, Nachstimmen und Umformen in eine Sägezahnspannung mit nur zwei Röhrensystemen zu erfüllen. Ablenkschaltungen mit Sinusgenerator sind deswegen besonders aufmerksam zu untersuchen, um diese getrennten Funktionen herauszuschälen. Um sich in dieses nicht ganz einfache Gebiet hineinzufinden, werden in den nächsten beiden Bildern zwei ältere Schaltungen erläutert, die nur mit Trioden und Pentoden arbeiten.

Eine weitere Schwierigkeit besteht darin, Sinusgeneratoren von Sperrschwingern zu unterscheiden, denn beide arbeiten mit einer Hf-Oszillatorschaltung. Hierzu präge man sich die Bilder 10,03 bis 10,05 sowie 10,12 als Beispiele für Sperrschwinger genau ein. Beim Sperrschwinger liegt der Ladekondensator, an dem die Sägezahnspannung entsteht, stets unmittelbar am Oszillatorkreis. Beim Sinusgenerator dagegen ist nach Bild 10,25 und 10,26 stets eine Röhrenstrecke dazwischengeschaltet.

Bild 10,27. Sinusgenerator mit Pentodensystem

Der eigentliche Sinusoszillator schwingt mit induktiver Rückkopplung in sogenannter ECO-Schaltung zwischen Katode, Gitter 1 und Gitter 2 des Pentodensystems. Diese drei Elektroden bilden also für sich eine Triode. Die Katode ist hochgelegt, das Schirmgitter, das der Anode des Oszillators entspricht, ist wechselspannungsmäßig geerdet, wirkt also im Pentodensystem weiterhin als Schirmgitter.

Um die Zeilenfrequenz verändern zu können, muß man die Abstimmung des Schwingkreises ändern; der Eisenkern der Spule ist deshalb von außen einstellbar.

Das gesamte Pentodensystem wirkt nun gleichzeitig als Schaltröhre. Am Gitter 1 liegt die hohe Schwingspannung des Sinusoszillators. Sie übersteuert den Gesamt-

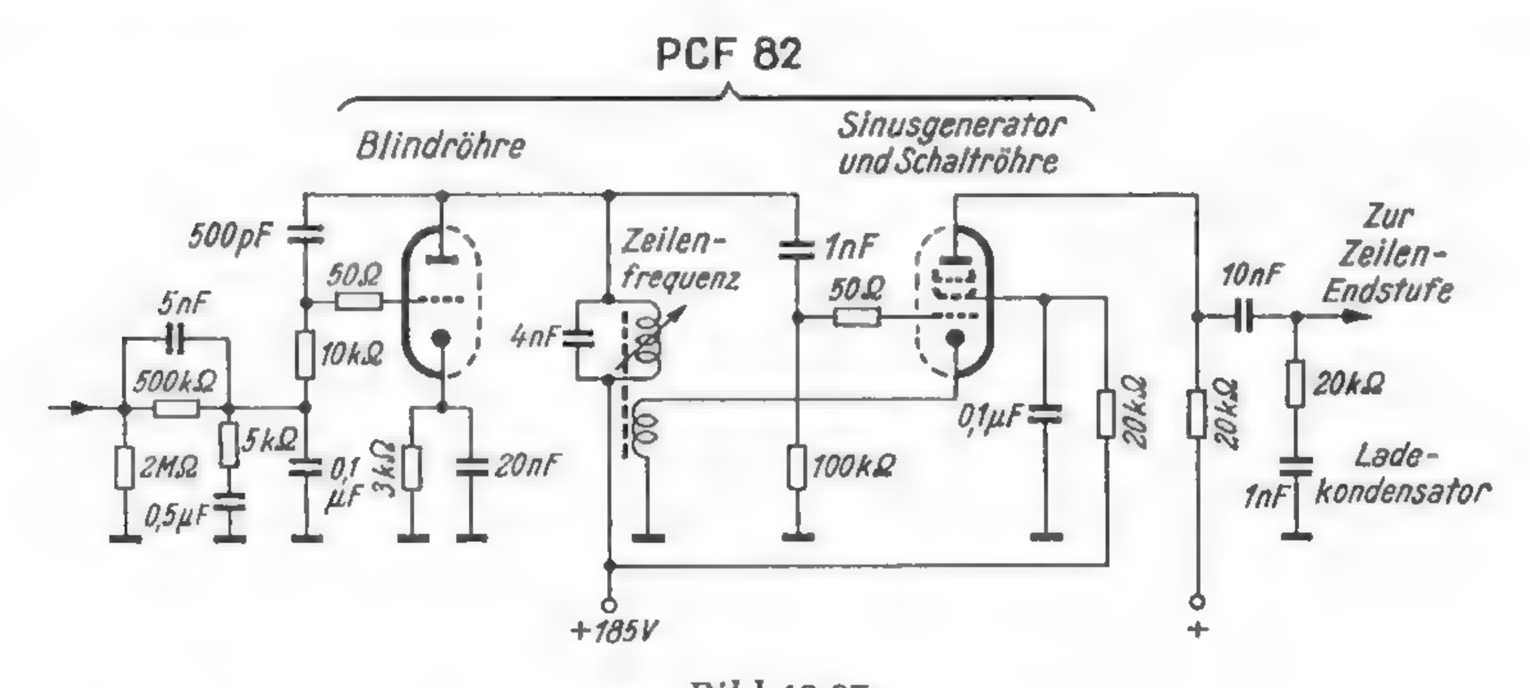


Bild 10,27
Zeilenkippgerät, bei dem Sinusgenerator und Schaltröhre in einem Pentodensystem vereinigt sind

anodenstrom, so daß nur während der positiven Spannungsspitzen am Gitter kräftige Anodenstromimpulse fließen.

Als Ladekapazität dient der 1-nF-Kondensator in Reihe mit 20 kΩ und 10 nF. Der Kondensator wird von der Anodenspannung aufgeladen und während der stromführenden Zeiten des Pentodensystems entladen, so daß sich am Gitter der Zeilenendröhre die erforderliche Sägezahnspannung ergibt.

Zum Synchronisieren wird die Frequenzregelspannung dem Gitter der Reaktanzröhre (Triode PCF 82) zugeführt. Sie wirkt wie in Bild 10,24 als Stellglied (steuerbare Kapazität), die den Schwingkreis des Sinusoszillators stets auf die richtige Zeilenfrequenz hinzieht.

Bild 10,28. Sinusgenerator mit Doppeltriode

Diese Schaltung arbeitet mit nur zwei Triodensystemen. System II schwingt als Dreipunktoszillator in sogenannter Katodenrückkopplung ähnlich Bild 10,05. Man kann sie als Anodenbasisschaltung auffassen, denn Gitter und Katode liegen wechselspannungsmäßig hoch, während die Anode für die erzeugten Schwingungen als geerdet angesehen werden kann. Durch feste Rückkopplung entsteht eine große Gitterwechselspannung; die Röhre wird übersteuert und läßt nur während der positiven Halbwelle am Gitter Anodenstrom hindurch. Diese Anodenstrom-Impulse erzeugen in der mehrfach besprochenen Weise die Sägezahnspannung am 100-pF-Ladekondensator. Die Schaltröhre ist also gegenüber Bild 10,27 noch weiter „verkümmert“. Man kann in diesem und im vorigen Bild die Art der Schwingungserzeugung und Auskopplung mit der ECO-Schaltung der KW-Amateure vergleichen. Der Anodenkreis ist hierbei verhältnismäßig gut gegen den eigentlichen Schwingkreis entkoppelt, so daß eine besondere Trennröhre erspart wird.

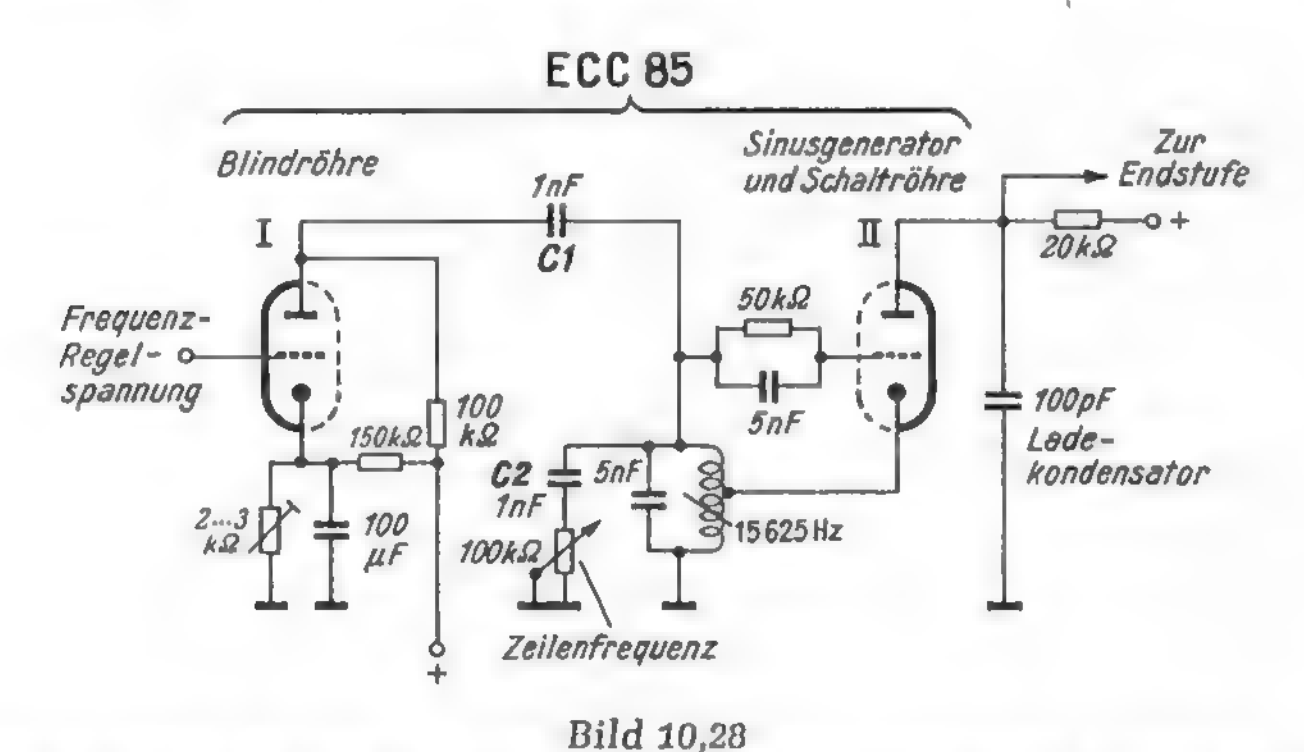


Bild 10,28
Zeilenkippgerät, bei dem Sinusgenerator und Schaltröhre in einer Triode vereinigt sind (Continental)

Für die handbediente Frequenz-Einstellung liegt ein 1-nF-Kondensator C 2 in Reihe mit einem 100-kΩ-Stellwiderstand parallel zum Kreis. Schließt man diesen veränderlichen Widerstand kurz, dann liegt der Kondensator direkt parallel zum Kreis und erniedrigt die Frequenz. Beim Vorschalten des Widerstandes wird die Kapazität weniger wirksam, und die Frequenz steigt.

Ähnlich wirkt hier die automatische Frequenzregelung. Das Gitter der Nachstimmröhre I erhält eine Regelspannung wie bei einer automatischen Scharfabstimmung.

Je nach Größe der Spannung ändert sich der Anodenstrom der Röhre. Sie stellt damit einen veränderlichen Widerstand dar, der ebenfalls über einen 1-nF-Kondensator (C 1) parallel zum Kreis liegt. Durch den mehr oder weniger großen Einfluß der Kapazität wird automatisch auf die richtige Zeilenfrequenz abgestimmt.

Bild 10,29. Sinusgenerator mit Hexodensystem

In dieser Schaltung wird ein drittes Röhrensystem dadurch erspart, daß nicht Oszillator und Schaltröhre zusammengefaßt sind, sondern Oszillator und Blindröhre. Hierzu dient das Hexodensystem einer ECH 84. Katode, Gitter 1 und Schirmgitter (g_{2+4}) sind als Oszillator geschaltet. Der Schwingkreis liegt zwischen den Gittern, Gitter 2 und 4 wirken als Anode des Oszillators.

Die automatische Frequenznachstimmung erfolgt mit Hilfe des Anodenstromes des Hexodenteiles. Er wird durch die Vorspannung am Gitter 3 beeinflußt. Mit dem Kondensator C = 2,2 nF und dem Widerstand R = 8,2 kΩ ergibt sich eine als Induktivität wirkende Reaktanzröhrenstrecke parallel zum Schwingkreis nach dem Prinzip von Bild 7,243. Der Frequenzbereich, der durch Ändern der am Gitter 3 stehenden Spannung durchfahren werden kann, beträgt bei den angegebenen Werten etwa 10 % der Zeilenfrequenz. Der Phasendiskriminator bewirkt also die automatische Frequenzregelung, während die Handeinstellung am 300-Ω-Widerstand in der Katodenleitung der beiden Röhrensysteme erfolgt.

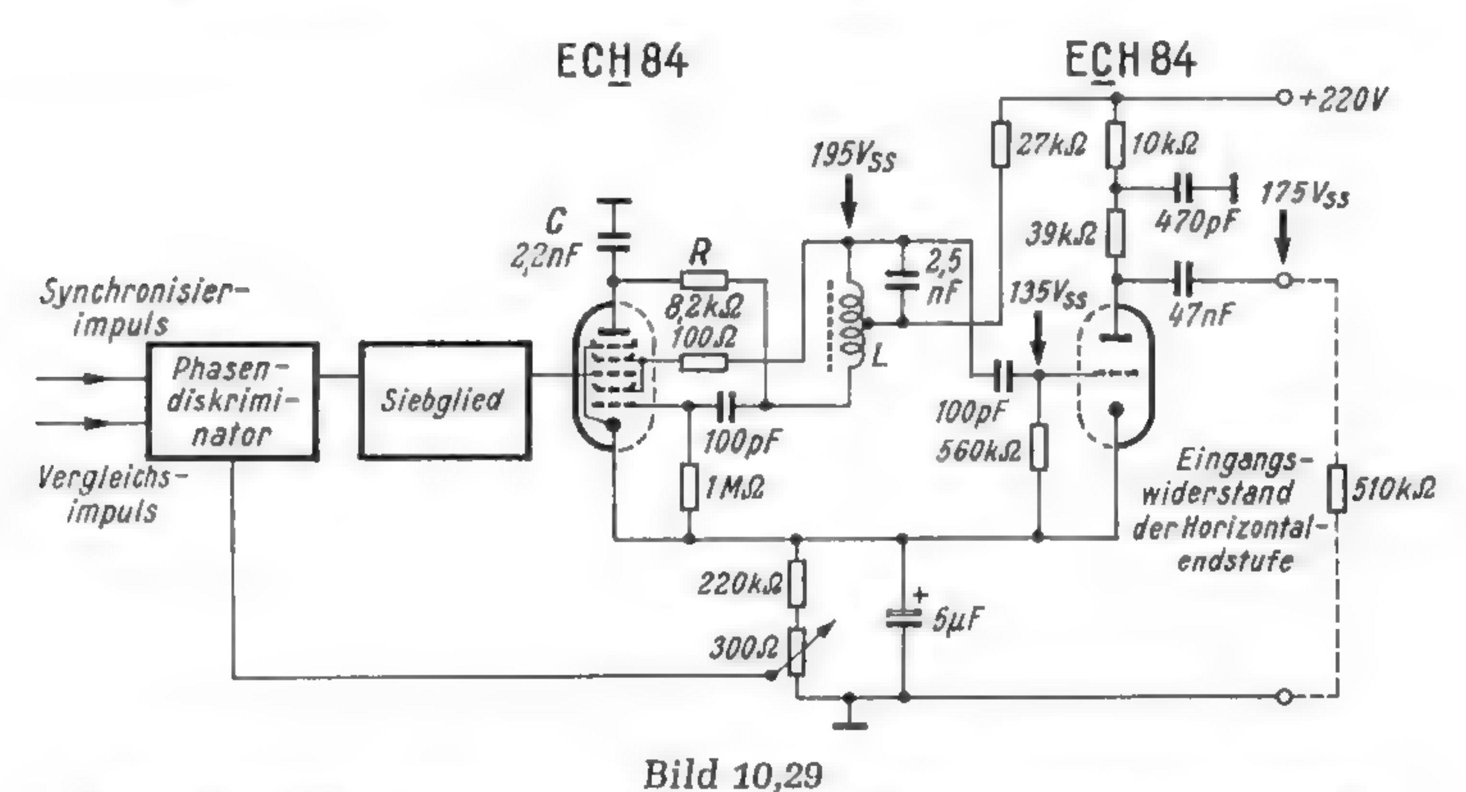


Bild 10,29
Sinusgenerator mit induktiver Frequenznachstimmung (Telefunken)

Am Gitter 1 des Hexodensystems entsteht durch den Sinusoszillator eine normale Sinusschwingung. Die Oszillator-Anode liegt an einer höheren Windungszahl als das Gitter, so daß sich hier eine Wechselspannung von 195 V_{ss} aufbaut. Sie gelangt an das Gitter der Schaltröhre (Triodensystem der ECH 84). Während des positiven Maximums dieser Sinusspannung wird die Triode leitend. Sie führt während dieser Zeit auch einen Gitterstrom, der die positiven Kuppen der Sinuskurve durch die Belastung abflacht. An der Anode der Schaltröhre bildet sich nun die Ansteuerspannung für den Gitterkreis der Endröhre aus.

Bild 10,30. Sinusgenerator mit kapazitiver Frequenznachstimmung

Die Gesamtschaltung entspricht der des vorigen Bildes, jedoch wird mit einer kapazitiven Blindröhre nach dem Prinzip von Bild 7,242 gearbeitet. Zwischen Anode und

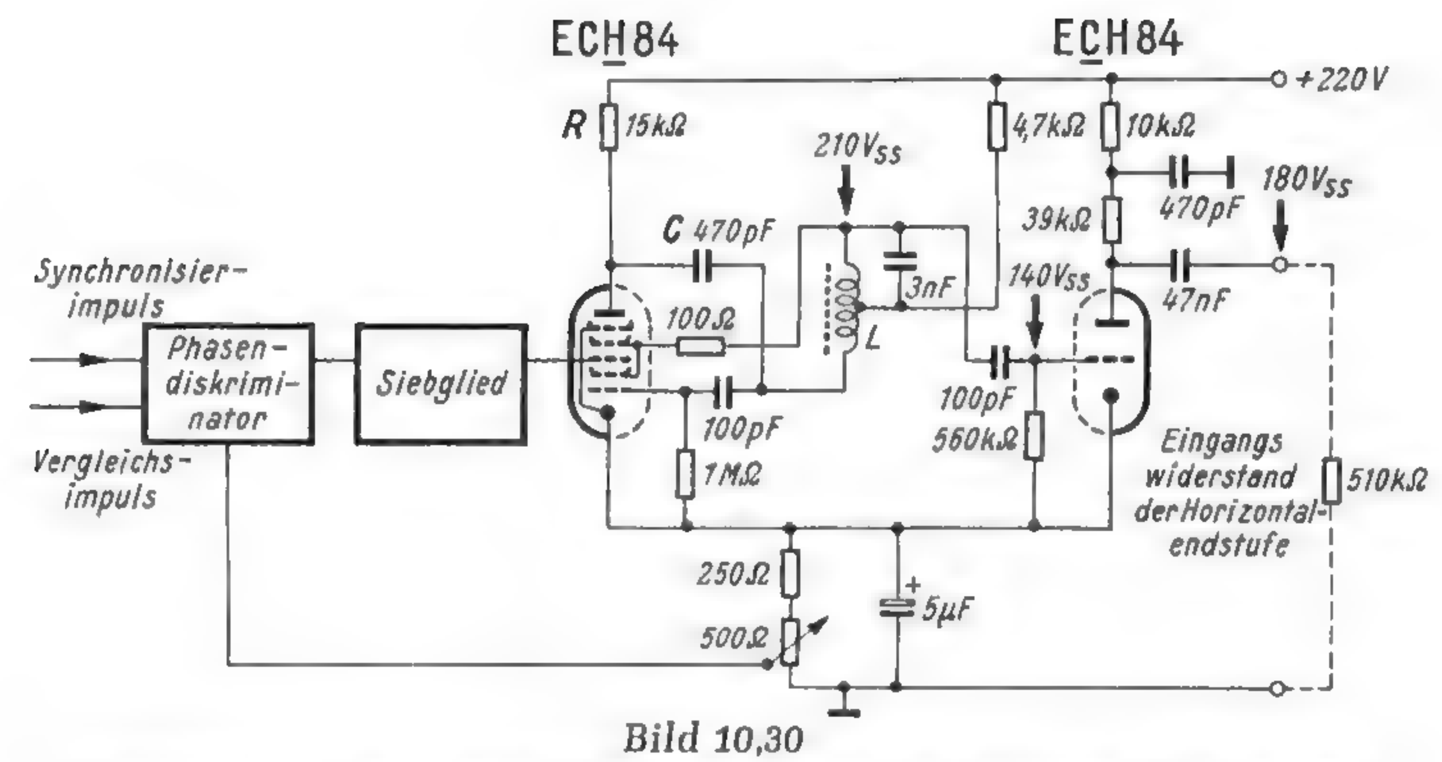


Bild 10,30

Sinusgenerator mit kapazitiver Frequenznachstimmung (Telefunken)

Gitter 1 der Hexode liegt jetzt eine Kapazität C = 470 pF, während die Anodenspannung über einen Widerstand von 15 kΩ zugeführt wird.

Bild 10,31. Sinusgenerator mit Frequenznachstimmung durch das Triodensystem

Die Röhre ECH 84 gestattet auch eine andere Schaltungsanordnung. Hierbei dient die Triode als Blindröhre zur induktiven Frequenznachstimmung. Der Schwingkreis liegt wieder zwischen Schirmgitter (g_{2+4}) und dem ersten Steuergitter (g_1) des Heptodensystems. Die Nachstimmröhre erhält ihre Anodengleichspannung über die Schwingkreisspule. C ist der für die Wirkung als induktive Blindröhre maßgebende Kondensator. Der Arbeitspunkt des Triodensystems und damit der handbediente Zeilen-Gleichlauf werden mit dem 22-kΩ-Schichtdrehwiderstand eingestellt.

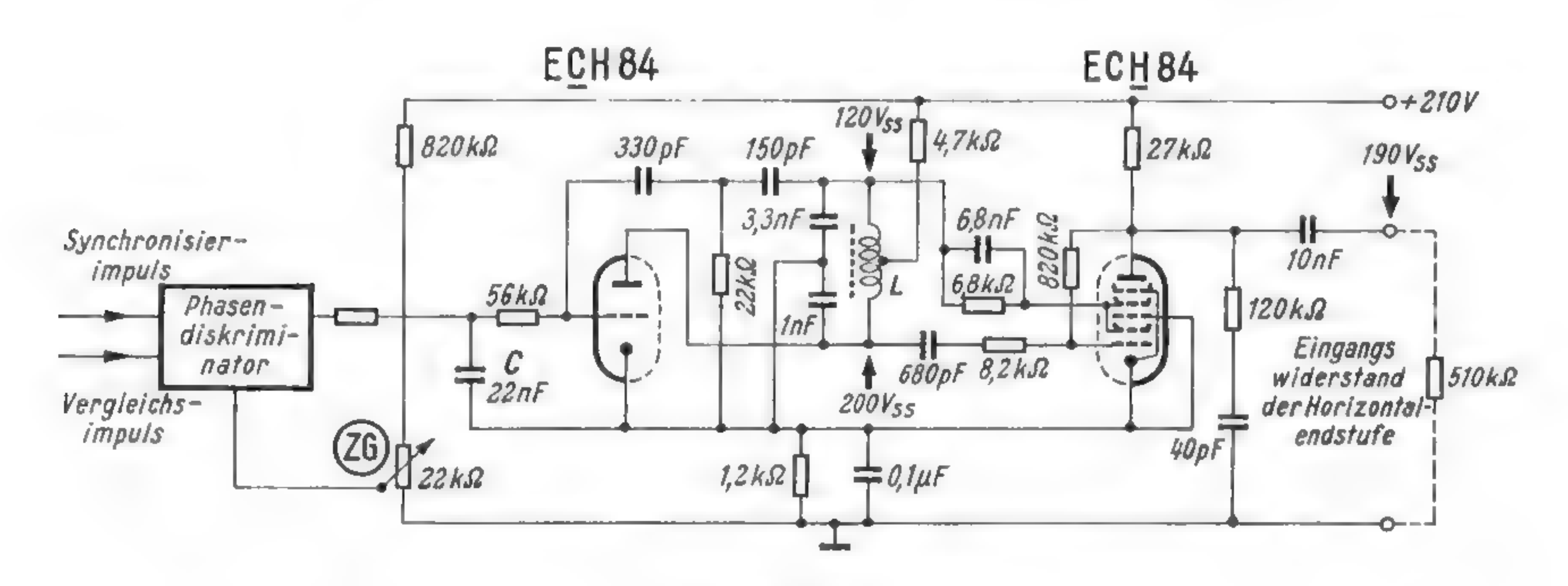


Bild 10,31

Sinusgenerator mit induktiver Frequenznachstimmung durch ein Triodensystem als Blindröhre (Telefunken)

Als Schaltröhre dient der obere Teil des Hexodensystems, in dem die Röhre übersteuert wird. Man legt dazu das Gitter g_3 an Katode und erteilt dem Gitter g_1 eine schwache positive Vorspannung. Dadurch werden infolge des Auftretens von Gitterstrom die positiven Sinuskuppen abgeflacht.

Bild 10,32. Das Miller-Transitron als Bildkippgenerator

Ein weiterer Impulsgenerator ist das Miller-Transitron, auch als *Miller-Integrator* oder als *Phantastron* bezeichnet. Bei dieser Kippschaltung sind die Gitter g_2 und g_3 einer Pentode über einen Kondensator C 1 und Gitter 1 und Anode über einen Kondensator C 2 verbunden. Die Funktion ist etwa folgende: Der Anodenstrom werde durch einen positiven Synchronisierimpuls am Gitter 3 aufgetastet. Infolge des Spannungsabfalles, den der Anodenstrom am Widerstand R 3 verursacht, sinkt

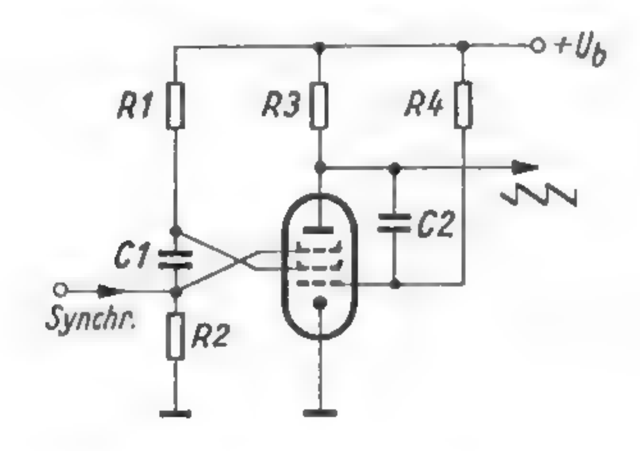


Bild 10,321 Prinzip des Miller-Transitrons

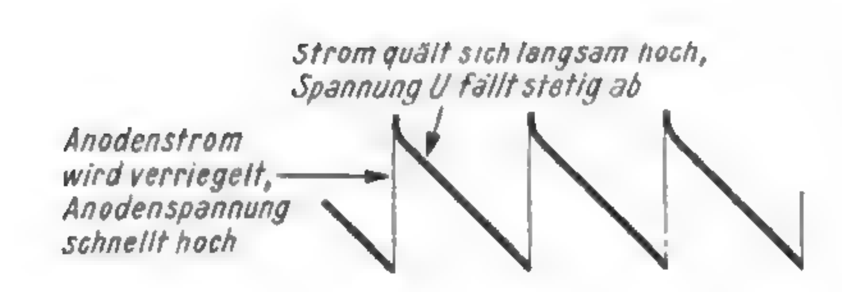


Bild 10,322 Verlauf der Spannung am Kondensator C 2

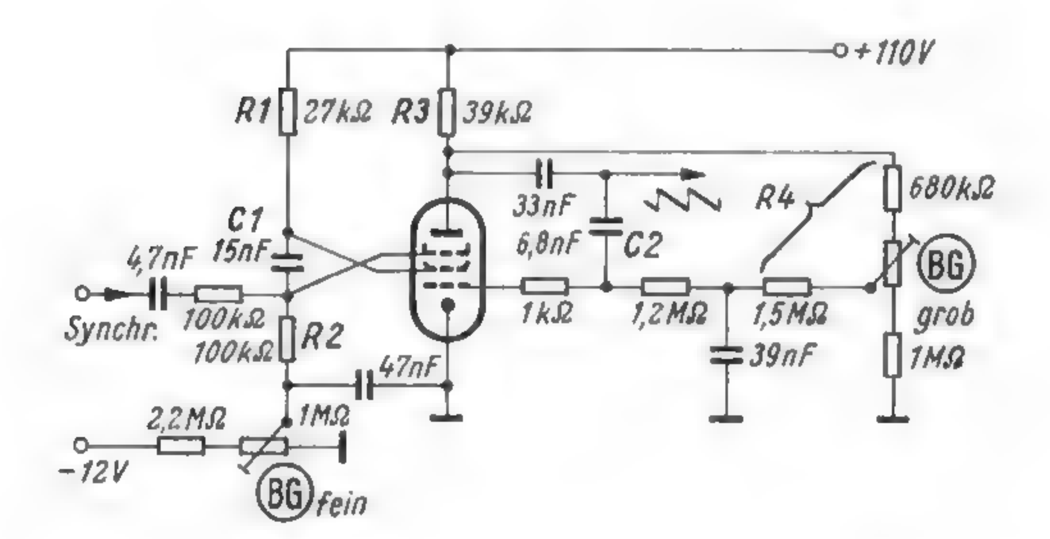


Bild 10,323 Bildkipp-Oszillator mit Miller-Transitron (Philips)

die Spannung an der Anode unter die am Schirmgitter. Der Emissionsstrom springt daraufhin zum Schirmgitter um. Nun steigen aber der Schirmgitterstrom und der Spannungsabfall am Widerstand R 1. Dadurch sinkt auch die Spannung am Schirmgitter. Dieser negativ gerichtete Spannungssprung gelangt über den Kondensator C 1 auf das Gitter 3 und verriegelt nunmehr den Anodenstrom. Der Kondensator C 1 entlädt sich dann über den Ableitwiderstand R 2 bis auf Massepotential. Darauf kann wieder Anodenstrom fließen. Die Vorgänge folgen äußerst schnell aufeinander, so daß insgesamt nur ein steiler Abfall des Anodenstromes und ein plötzliches Hochschnellen der Anodenspannung zu beobachten ist.

Der Anodenstrom steigt dann wieder infolge eines anderen Effektes langsam und sehr linear an. Beim Anstieg überträgt sich nämlich schrittweise die kleiner werdende, also zu negativen Werten laufende Anodenspannungsänderung über den

Kondensator C 2 auf das Gitter 1 der Röhre. Dadurch hemmt sich der Anodenstromanstieg gewissermaßen selbst, es ist, als ob ein Fahrzeug mit angezogener Bremse fährt. Das Gitter 1 liegt jedoch über den hohen Vorwiderstand *R* 4 am Pluspol der Speisespannung. Von dort werden stetig in unendlich kleinen Schritten die über den Kondensator C 2 kommenden negativen Spannungsanstiege wieder ausgeglichen[1]). Insgesamt erhöht sich so allmählich der Anodenstrom, bis das Gitter 2 wieder positiver als die Anode wird, der Emissionsstrom auf Gitter 2 umspringt, die Röhre schlagartig verriegelt wird und der Vorgang erneut beginnt. Ein Synchronisierimpuls am Gitter 2 kommandiert das Umspringen taktmäßig, jedoch kippt ein Transitron auch selbständig. Die Kippfrequenz hängt von der Bemessung der RC-Glieder und den Ruhespannungen der Röhrenelektroden ab.

Die Spannung an der Anode eines Transitrons verläuft also nach Bild 10,322 sauber sägezahnförmig und kann zum Steuern der Ablenk-Endstufe benutzt werden. Im Gegensatz zu anderen Kippgeneratoren steigt nicht die Spannung stetig an, sondern sie *fällt* linear ab. Die Wirkung bleibt sich jedoch gleich, wenn man irgendwo die Phase umkehrt, z. B. durch geeignete Polung der Ablenkspulen.

Ein weiterer Vorteil neben der guten Linearität besteht darin, daß mit verhältnismäßig kleinen Kapazitäten C 2 sehr langsame Kippschwingungen erzielt werden können. So eignet sich das Miller-Transitron zum Erzeugen der 50-Hz-Bildkippfrequenz und benötigt dabei in dem praktischen Schaltungsbeispiel Bild 10,323 lediglich einen Kondensator von 6,8 nF, der sich in sehr hochwertiger, kriechstromsicherer Ausführung vorsehen läßt.

---

[1]) Die Elemente R 4 und C 2 bilden damit ein Integrierglied nach Kapitel 9, daher der Ausdruck *Integrator* für diese Kippschaltung.

11. Ablenkgeräte

Bildkippteil

Bild 11,01. Grundschaltung eines Bildkippteils

Die Ablenkspulen einer Bildröhre benötigen verhältnismäßig starke Ablenkströme. Die im Multivibrator oder Sperrschwinger erzeugten Sägezahnspannungen reichen nicht aus, um die Spulen unmittelbar zu speisen. Man steuert deshalb mit diesen Sägezahnspannungen das Gitter einer Endröhre, die dann die erforderliche Leistung aufbringt. Als Endröhren für den Bildkippteil werden die besonders hierfür entwickelten Typen PL 82 oder PCL 85 verwendet. In früheren Modellen benutzte man auch die Pentodensysteme der Typen ECL 80, PCL 81 oder PCL 82. Das Triodensystem dient dann gleichzeitig zur Kippspannungserzeugung.

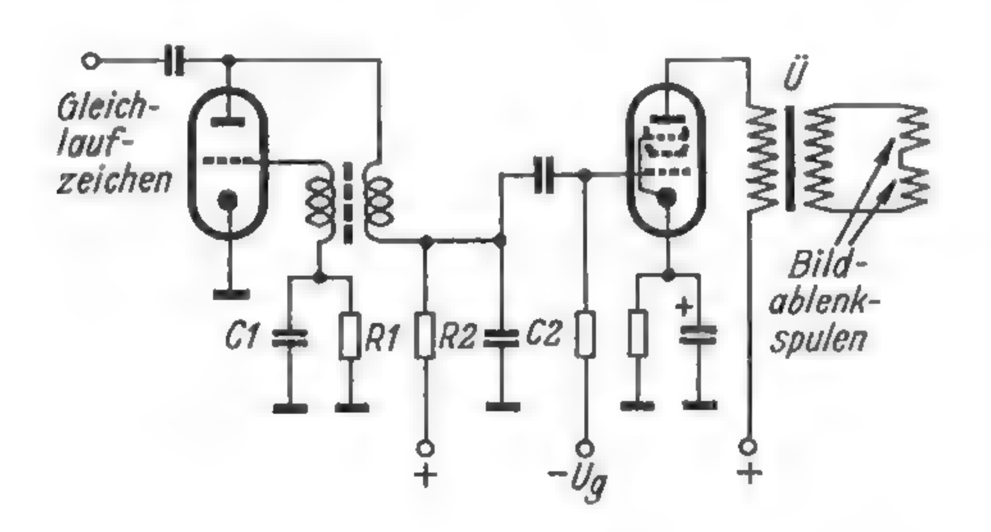


Bild 11,01 Grundschaltung eines Bildkippteiles mit Sperrschwinger und Endstufe

Die verhältnismäßig niederohmigen Bildablenkspulen werden wie die Schwingspulen eines Lautsprechers mit Hilfe eines Ausgangsübertragers an die Endröhre angepaßt. Im hier dargestellten Beispiel dient der Sperrschwinger als Kurzschluß-Schalter für den Ladekondensator. Der Sägezahnanstieg entsteht, wie mehrfach besprochen, durch Aufladen des Kondensators *C* 2 über den Widerstand *R* 2. Der Kondensator *C* 2 wird entladen, wenn die Sperrschwingertriode anschwingt und Strom führt.

Diese Sägezahnspannung gelangt an das Gitter der Endpentode und wird dort verstärkt; der Transformator *Ü* überträgt dann die sägezahnförmigen Stromkurven auf die Ablenkspulen.

Bild 11,02. Zusammensetzung einer Sägezahnkurve

Sägezahn- und Rechteckschwingungen bestehen mathematisch und physikalisch aus einer Summe von Sinusschwingungen. Diese Summenkurve baut sich aus der Grundfrequenz (beim Bildkipp 50 Hz) und zahlreichen Harmonischen mit immer kleiner werdenden Amplituden auf. Die Oberwellen reichen bei der Bildkippspannung bis mindestens 1000 Hz. Kurve a in Bild 11,02 stellt z. B. eine Sägezahnkurve mit den zugehörigen sinusförmigen Grundschwingungen *f* und den Harmonischen 2*f*, 3*f* und 4*f* dar. Die Null-Linie ist dabei auf die Mitte des Sägezahns gelegt. Aus der Darstellung ist deutlich zu erkennen, wie am linken Rand durch die Addition aller

negativen Halbwellen sich die nach unten gerichtete Spitze des Sägezahns aufbaut. In dem Maße, wie 4*f*, 3*f* und 2*f* nach oben abbiegen, strebt auch die Sägezahnflanke nach oben. In der Mitte gehen alle Kurven, also auch die Sägezahnkurve, durch Null, und rechts wiederholt sich der Aufbau der Sägezahnspitze in umgekehrter Reihenfolge. Je mehr Oberwellen berücksichtigt werden, desto schärfer sind die Spitzen und desto steiler wird der Abfall.

Damit die Zeilen des Fernsehbildes überall gleichen Abstand voneinander haben, muß der Strom in den Ablenkspulen genau linear ansteigen. Abweichungen hiervon bewirken engeren oder weiteren Zeilenabstand und ergeben dadurch unterschiedliche Bildhelligkeiten sowie Bildverzerrungen wie im Zerrspiegel eines Lachkabinetts.

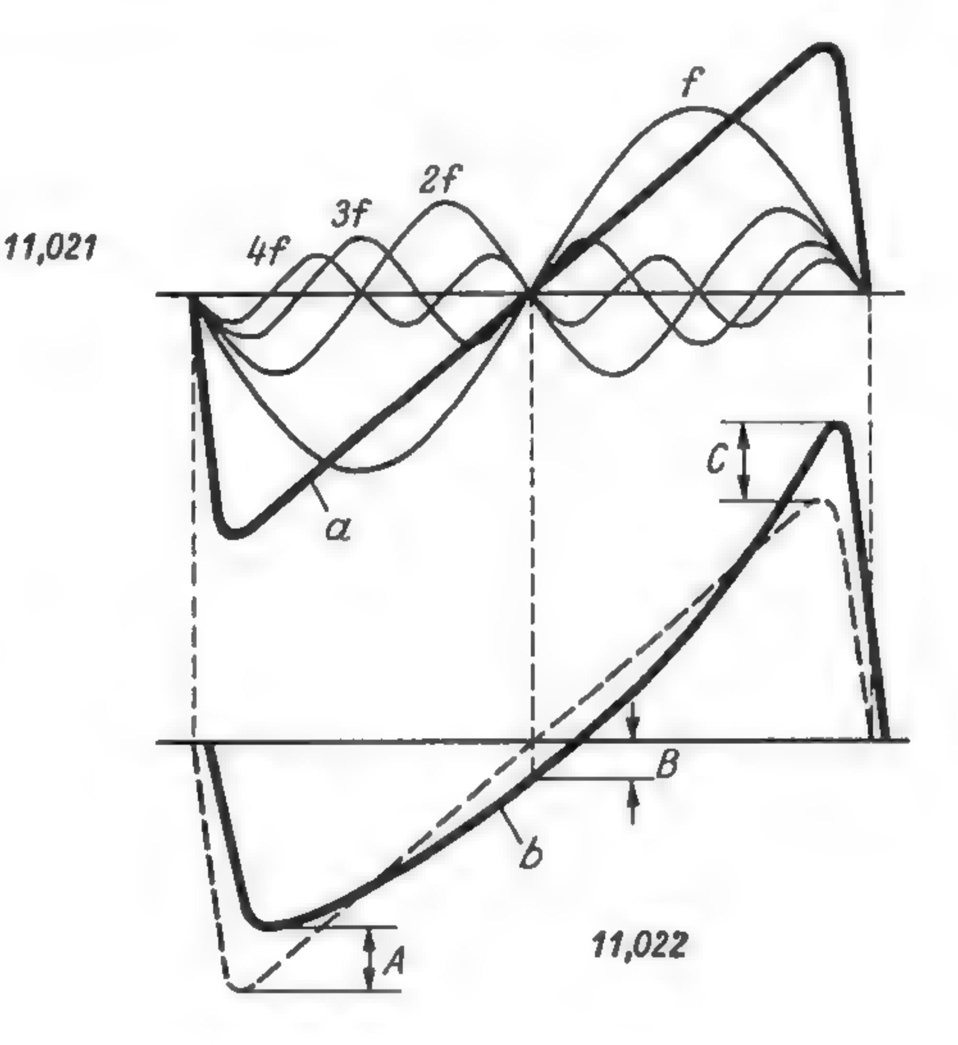


Bild 11,02
Entstehen einer Sägezahnschwingung; 11,021 = der Sägezahn setzt sich aus sinusförmigen harmonischen Einzelschwingungen zusammen, 11,022 = durch die Phasenverschiebung der Grundschwingung f nach rechts wird der geradlinige Anstieg verzerrt

Der Ausgangsübertrager einer Bildkipp-Endstufe muß deshalb dieses Gemisch von Sinusschwingungen ganz gleichmäßig übertragen. Der induktive Widerstand der Primärwicklung muß dann sehr groß gegenüber dem Anpassungswiderstand der Endröhre sein, damit auch die tiefste Frequenz von 50 Hz noch nicht beeinträchtigt wird. Dies erfordert jedoch einen großen und teuren Transformator. Man verwendet daher eine kleinere Ausführung und gleicht die entstehenden Verzerrungen der Kurvenform (wie vielfach in der Verstärkertechnik üblich) durch geeignete Entzerrerglieder und Gegenkopplungen aus.

Der für 50 Hz zu gering bemessene Transformator bewirkt eine Phasenverschiebung dieser 50-Hz-Schwingung. Denkt man sich in der Kurve *a* von Bild 11,02 nur die *Grundschwingung f* etwas nach rechts verschoben, dann fehlt in der entsprechenden Summenkurve *b* links unten der Teil *A* der ursprünglichen Kurve, weil die Kuppe der 50-Hz-Schwingung erst später wirksam wird. Der Sägezahn wird also unten flacher. Ferner geht er jetzt nicht mehr genau in der Mitte der Periode durch Null, sondern die verschobene Grundschwingung *f* besitzt dort noch den Anteil *B*. Endlich ist die Kuppe der positiven Halbwelle von *f* ebenfalls nach rechts gerückt und erhöht dadurch die obere Spitze des Sägezahnes um den Wert C. Aus dem geradlinigen Gesamtanstieg ist also eine gekrümmte Kurve geworden.

Bild 11,03. Spannungsgegenkopplung zur Linearisierung des Bildkippstromes

Um die in der Kurve *b* von Bild 11,022 geschilderte Verzerrung des Anodenstromes rückgängig zu machen, kann man dem Gitter der Endröhre einen Spannungsanteil zusetzen, der diese Verzerrung gerade wieder aufhebt. Hierzu wird z. B. ein Teil der Anodenwechselspannung über ein RC-Glied und einen ohmschen Spannungsteiler dem Gitter zugeführt. Durch passende Bemessung von *R* und *C* erreicht man den gewünschten Frequenzgang, während mit dem Spannungsteiler *R* 1 und *R* 2 der richtige Gegenkopplungsgrad eingestellt wird.

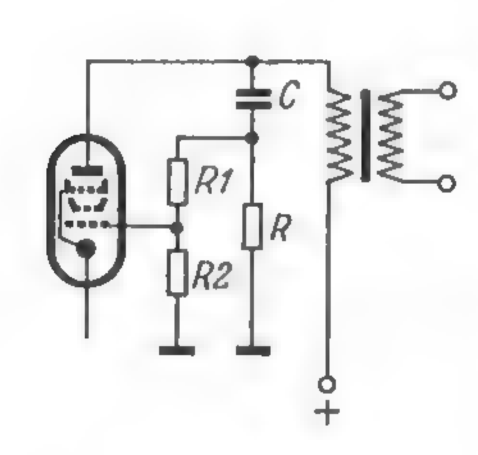


Bild 11,03
Spannungsgegenkopplung zum Linearisieren eines verzerrten Bildkippstromes

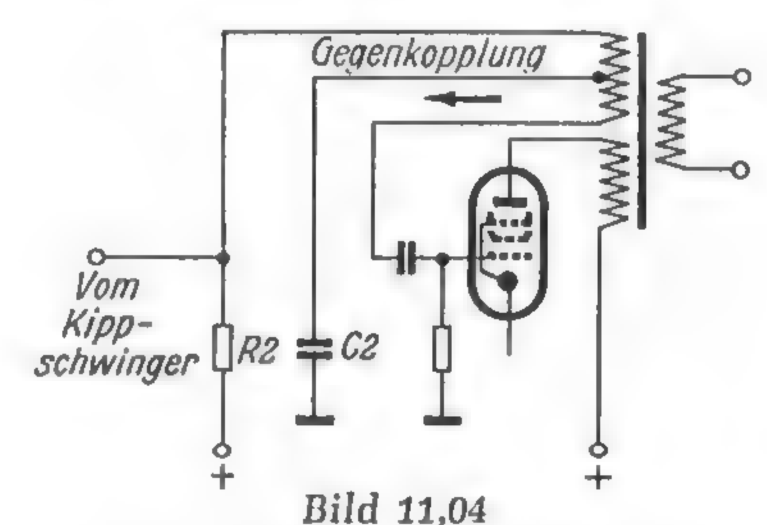


Bild 11,04
Entzerren des Bildkippstromes durch eine Gegenkopplungswicklung auf dem Ausgangsübertrager

Bild 11,04. Gegenkopplung vom Ausgangsübertrager

Eine weitere Möglichkeit zur Linearisierung des Sägezahnstromes in den Ablenkspulen besteht darin, daß ähnlich wie bei Tonfrequenzverstärkern eine besondere Gegenkopplungswicklung auf dem Ausgangsübertrager angebracht wird. Eine Teilspannung dieser Wicklung führt man auf das Gitter der Endröhre, ein weiterer Wicklungsteil liegt in Reihe mit dem Ladewiderstand *R* 2 des Kippteils. Die hier zurückgeführte Spannung verzerrt den Sägezahn bereits bei seiner Entstehung so vor, daß dann am Ausgang der notwendige genau lineare Anstieg vorhanden ist.

Bild 11,05. Spannung an den Bildablenkspulen

Setzt man voraus, daß der Strom in den Bildablenkspulen den gewünschten, in Bild 11,051 dargestellten Verlauf hat, dann steigt auch die Spannung an den Spulen beim Hinlauf linear an, denn der Strom kann nur gleichmäßig größer werden, wenn auch die Spannung stetig anwächst. Der schnelle Rücklauf des Stromes entspricht einem Ausschaltvorgang. Hierbei macht sich aber die Selbstinduktion der Spulen stark bemerkbar. Das in der Spule aufgebaute Magnetfeld bricht kurzfristig zusammen. Die darin enthaltene Energie wird frei und erzeugt einen starken Spannungsstoß. Dieser Vorgang ist bekannt beim Abschalten einer Induktivität (Magnetspule, Motor, Transformator) vom Starkstromnetz. Man kann dabei am Schalter einen Funken ziehen, der viel länger ist, als es der Netzspannung entspricht. Die Größe der entstehenden Spannung kann aus dem Selbstinduktionswert, der Stromänderung und der Zeit, in der sie erfolgt, berechnet werden. Hierfür besteht die Formel:

$$u = L \frac{di}{dt}$$

Da das Rechnen mit den Differentialen di und dt für den Praktiker etwas undurchsichtig ist, wollen wir deshalb eine leichter zu erfassende Überlegung anstellen: Wir nehmen an, daß beim Hin- und Rücklauf nur die Selbstinduktion der Spulen wirksam sei. Die Zeit für den Hinlauf ist etwa 20mal so lang wie für den Rücklauf. Die Spule wirkt in beiden Fällen wie ein induktiver Widerstand $R_L = 2\pi f L$. Vereinfacht sei für den Hinlauf nur die Grundfrequenz von 50 Hz angenommen (vgl. Bild 11,02). Am Ende des Hinlaufs fließt also ein bestimmter Strom i. Die Spannung an den Enden der Spule beträgt dann

$$u = i \cdot R_L = i \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot L = v$$

Dieser jetzt fließende Strom i wird dann in $^1/_{20}$ der vorhergehenden Zeit abgeschaltet; d. h. aber, daß eine steil abfallende Sägezahnflanke entsteht, deren Grundfrequenz 20mal größer sein muß als die für den Hinlauf. Der gleiche Strom i bei 20facher Frequenz bewirkt aber eine 20fache Spannung:

$$u_1 = i \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 20 \cdot L = 20\,v$$

Damit ergeben sich an den Ablenkspulen während des Rücklaufs die hohen Spannungsspitzen nach Bild 11,052.

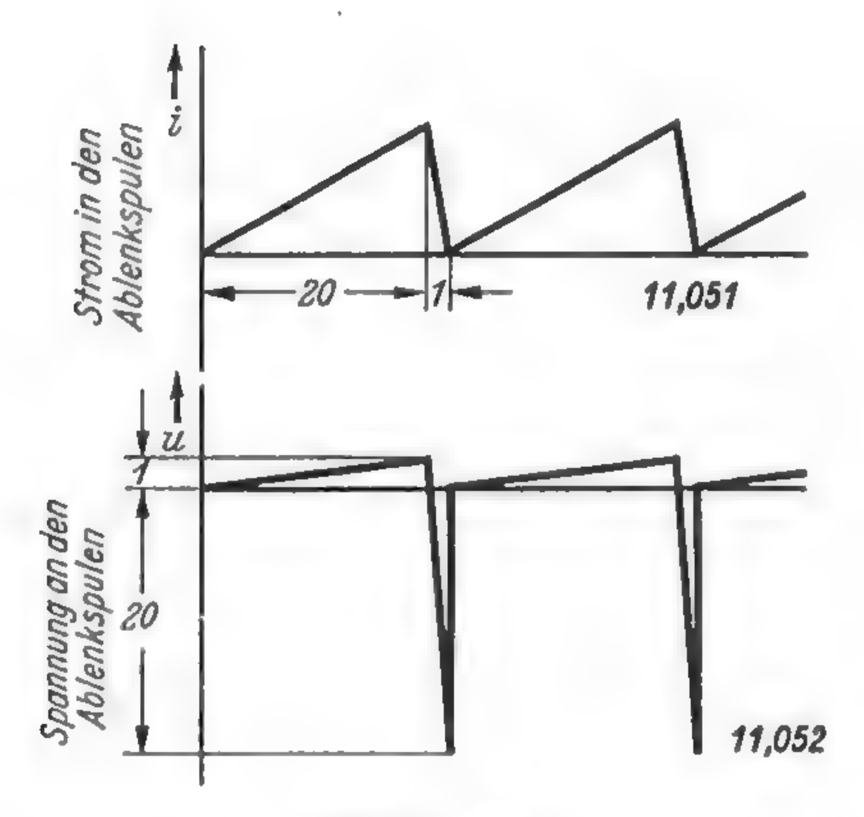


Bild 11,05
An den Bildablenkspulen entsteht während des Stromrücklaufes eine große Spannungsspitze

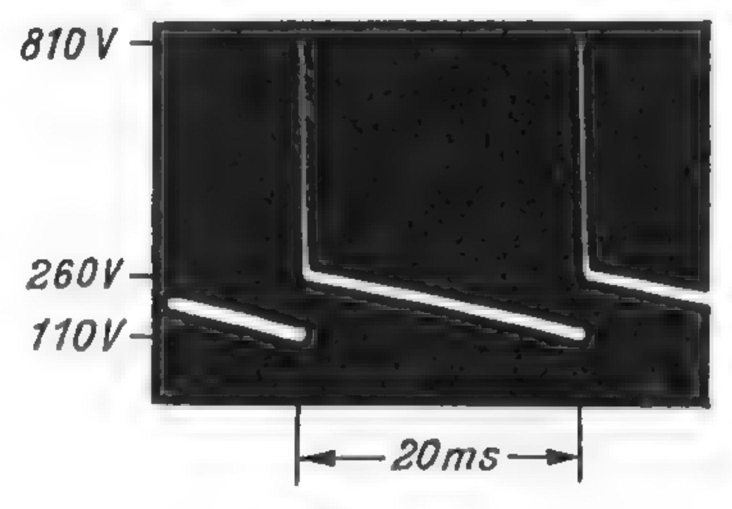


Bild 11,06
Oszillogramm der Spannung zwischen Anode und Masse bei einer Bildkipp-Endstufe

Bild 11,06. Größe der Rücklaufspannung an der Anode der Endröhre

Der in den Ablenkspulen während des Rücklaufes entstehende große Spannungsstoß überträgt sich auf die Primärseite des Ausgangsübertragers. Die Spannung wird dabei hochtransformiert und addiert sich zur Anodengleichspannung. Im Bild ist ein Oszillogramm hierfür wiedergegeben. Die Anodengleichspannung beträgt 260 V. Steigt der Anodenstrom an (Hinlauf), dann entsteht ein Spannungsabfall am Anodenwiderstand bzw. am Ausgangsübertrager, und das Potential an der Anode der Röhre sinkt bis auf 110 V. Während des Rücklaufes jedoch entsteht

die geschilderte Spannungsspitze. Sie steigt dabei bis 810 V an. Die Isolation der Schaltelemente und die Spannungsfestigkeit der Röhre müssen diesen Belastungen gewachsen sein. Beim Typ ECL 80 beträgt die zulässige Spitzenspannung 1,2 kV und bei der PL 82 und PCL 85 sogar 2,5 kV. PL 82 und PCL 85 wird man also vorwiegend für Fernsehempfänger mit großen Bildröhren vorsehen, bei denen höhere Ablenkströme erforderlich sind und größere Spannungsspitzen entstehen.

Die positive Spannungsspitze an der Anode gelangt über die Gegenkopplung auch an das Steuergitter der Röhre, und zwar gerade zu dem Zeitpunkt, in dem das Gitter möglichst schnell wieder negativ werden soll. Dieser positive Spannungsstoß am Gitter würde daher den Rücklauf verlangsamen. Das kann man verhindern, indem man in Reihe mit dem Ladekondensator einen Widerstand legt. Während des Entladestoßes entsteht dann an diesem Widerstand eine negative Spannungsspitze, die der störenden positiven Spannungsspitze entgegenwirkt.

Bild 11,07. Schwinggefahr beim Rücklauf

Die große Spannungsspitze beim Rücklauf bringt noch eine weitere Gefahr. Der Anodenkreis der Endröhre stellt mit seiner Induktivität und den parallelliegenden Schaltkapazitäten einen Schwingkreis dar, der durch diese Spannungsspitze zum Schwingen angestoßen wird. Die Energie klingt also nicht sofort auf Null ab, sondern pendelt einige Male hin und her, bis sie in den Verlustwiderständen des Kreises vernichtet wird.



Bild 11,07
Bei zu geringer Dämpfung des Anodenkreises einer Bild-Endstufe treten Schwingungen beim Rücklauf auf; sie lassen sich durch Dämpfungswiderstände verhindern

Diese Schwingungen überlagern sich dem neuen Sägezahnanstieg und würden eine Kurve nach Bild 11,071 ergeben. Die Linearität wird dadurch verdorben, und die Zeilen folgen unregelmäßig aufeinander. Um diese Schwingungen zu dämpfen, vergrößert man künstlich die Verlustwiderstände des Anodenkreises. Dazu kann nach Bild 11,072 ein Dämpfungswiderstand *R* 1 parallel zur Primärwicklung des Übertragers gelegt werden, oder die Ablenkspulen selbst werden durch Widerstände *R* 2 bedämpft. Noch günstiger ist es, für *R* 1 spannungsabhängige (VDR-) Widerstände zu verwenden. Ihr Widerstandswert nimmt für höhere Spannungen stark ab, sie dämpfen daher nur die große Anschwingspitze. Das Parallelschalten von Kondensatoren hilft ebenfalls, diese störende Schwingneigung auszuschalten, die Frequenz wird dann so niedrig, daß sie gegenüber 50 Hz zu vernachlässigen ist. Außerdem wird durch große Kondensatoren die Güte des Kreises ebenfalls herabgesetzt. (Man vergleiche hierzu auch die Dämpfung von Ausschwingvorgängen beim Impuls-Transformator, Bild 9,16.)

Bild 11,08. Bildkippstufe mit der Röhre ECL 80

Der Triodenteil der Röhre ECL 80 arbeitet als Sperrschwinger. In Reihe mit dem Ladekondensator C = 0,1 μF liegt das RC-Glied 3,3 kΩ/27 nF. Hieran entsteht beim

Entladen ein negativer Spannungsabfall, der die Endröhre sperrt (vgl. Text zu Bild 11,06). Mit dem 1-MΩ-Potentiometer wird die Gitterwechselspannung der Endröhre, also die Bildhöhe, eingestellt. Die Gegenkopplung erfolgt über 33 nF und 10 MΩ von der Anode der Endröhre. Mit dem 1-kΩ-Katodenwiderstand wird der Arbeitspunkt der Röhre verändert und damit die beste Linearität eingestellt. Die Primärseite des Ausgangsübertragers wird durch 68 kΩ und 2,2 nF gedämpft, außer-

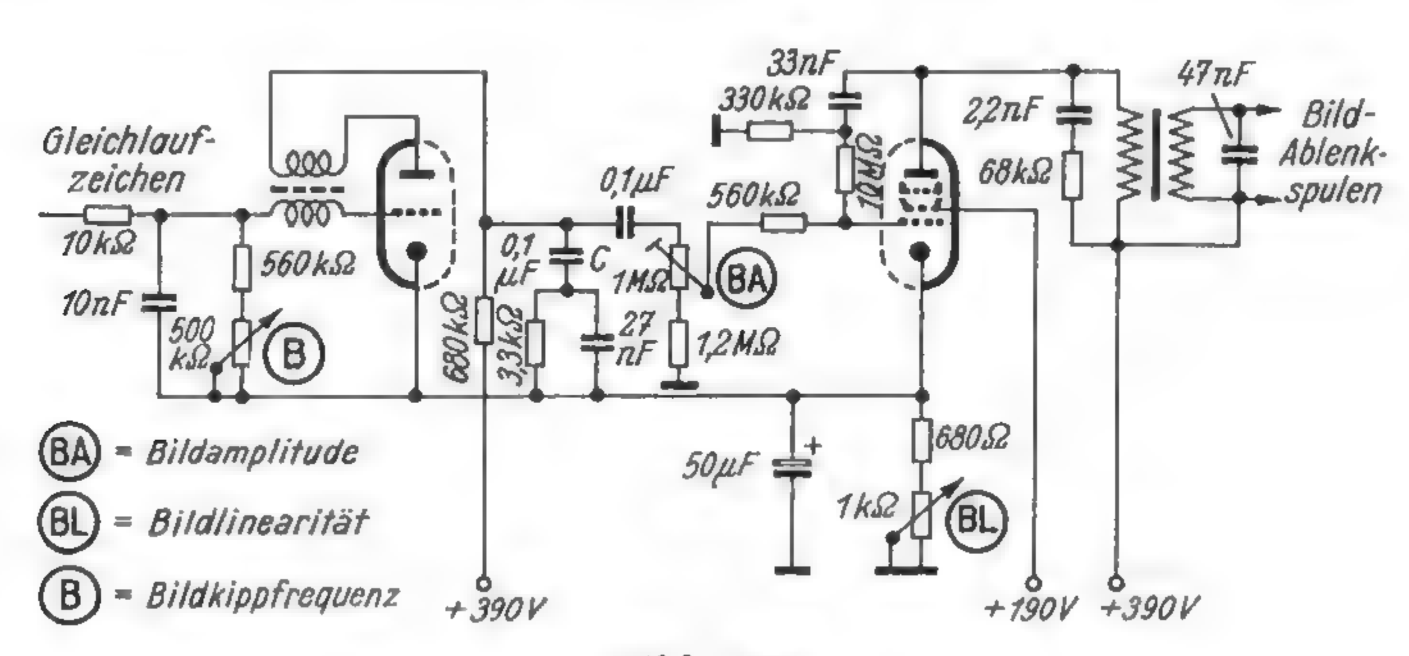


Bild 11,08
Bildkippteil mit einer Röhre ECL 80

dem wird die Sekundärwicklung durch 47 nF für hohe Störschwingungen kurzgeschlossen. Damit weist diese Schaltung alle einzeln besprochenen Eigenarten eines Bildkippteils auf.

Bild 11,09. Bildkippstufe mit der Röhre PL 82

In dieser Schaltung wird das zweite Triodensystem einer Röhre ECC 82 für den Sperrschwinger verwendet. Dieser Sperrschwinger entladet periodisch den Kon-

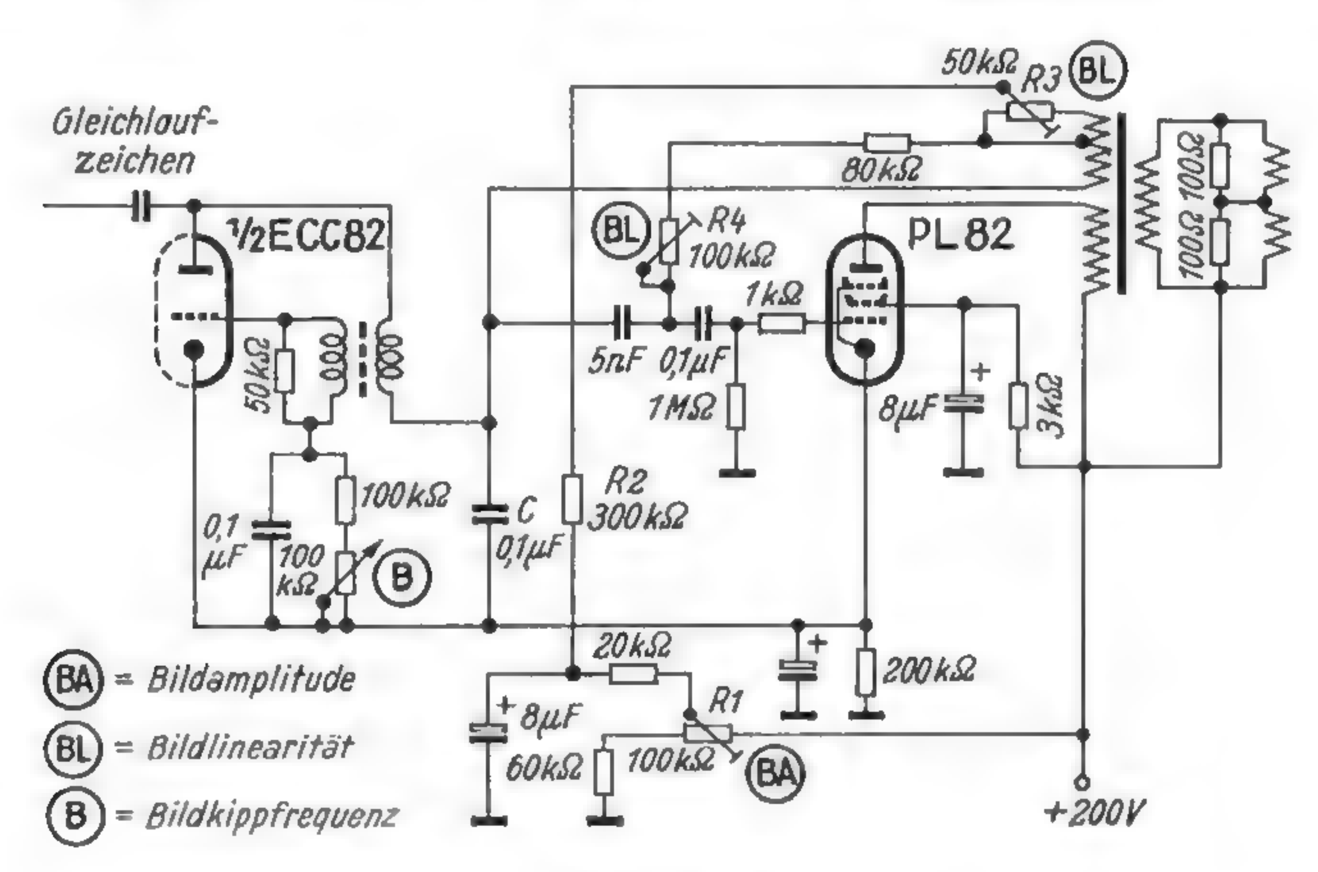


Bild 11,09
Bildkippteil mit einer Röhre PL 82 in der Endstufe

densator C, der über $R\,2 = 300\,\text{k}\Omega$ langsam aufgeladen wird. Die Bildhöhe wird hier mit Hilfe des Stellwiderstandes $R\,1$ durch die Größe der Ladespannung eingestellt. Ein Siebglied aus 20 kΩ und 8 μF säubert die Anodenspannung sorgfältig, damit der etwa darin enthaltene 50-Hz-Brumm nicht die 50-Hz-Kippfrequenz stört. Die Gegenkopplung erfolgt aus einer besonderen Wicklung auf dem Ausgangsübertrager. Mit $R\,3$ und $R\,4$ wird die Größe der Gegenkopplung und damit die Linearität eingestellt. Der Anodenkreis wird durch die beiden 100-Ω-Widerstände parallel zu den Ablenkspulen bedämpft.

Die Einstellwiderstände $R\,3$ und $R\,4$ sind im Inneren des Gerätes anzuordnen. Sie werden im Prüffeld der Empfängerfirma abgeglichen. Man bedient sich dazu eines Balkengenerators, eines Fernseh-Prüfsenders, der in diesem Fall mit einem *waagerechten* Balkenmuster moduliert ist. Bei linearem Stromanstieg in den Bildablenkspulen müssen die Balken gleichen Abstand auf dem Bildschirm haben. Falls notwendig, ist die Linearität an Hand der Kundendienstschriften nachzutrimmen.

Bild 11,10. Bildkippstufe mit der Röhre PCL 82

In dieser Schaltung eines vollständigen Bildkippgerätes werden in einer dreigliedrigen Integrierkette die Bildgleichlaufzeichen aufgebaut (Oszillogramm 1) und in der Auftaströhre, einem Triodensystem der ECC 82, versteilert (Oszillogramm 2). Dann gelangen sie zum Synchronisieren über 500 pF zur Anode des Sperrschwingers. Die Bildkippfrequenz wird durch den Gitterableitwiderstand des Sperrschwingers (Triode PCL 82) eingestellt. Am Gitter bildet sich der typische Spannungsverlauf (Oszillogramm 3) aus: Plötzliches Anschwingen mit positiver Spitze, sofortiges Blockieren durch große negative Vorspannung und langsamer Anstieg der Gitterspannung bis zum nächsten Schwingungseinsatz.

Das Oszillogramm 4 am Fußpunkt der Gitterspule dient zur Kontrolle der richtigen Arbeitsweise des Sperrschwingers. Die Amplitude ist infolge des Spannungsabfalles an der Gitterspule geringer, und die nadelartigen Spitzen des Oszillogramms 3 werden durch den 50-nF-Kondensator unterdrückt.

Der Ladekondensator an der Anode des Sperrschwingers hat einen Wert von 0,1 μF. In Reihe damit liegt ein Widerstand von 3 kΩ, um entsprechend Bild 11,08 beim Entladen einen negativen Spannungsabfall zum Sperren der Endröhre zu erzeugen. An diesem Widerstand entsteht ein Spannungsverlauf gemäß Oszillogramm 5 mit $90\,\text{V}_{ss}$. Diese Spannung entspricht eigentlich den Anodenstromstößen des Sperrschwingers (Bild 10,023). Sie ist jedoch negativ gerichtet, da es sich um einen Entladestrom handelt. Ein Teil dieser Impulsspannung liegt am Katodenwiderstand der Endröhre und verriegelt sie. Die Gesamtspannung dient außerdem dazu, am Wehnelt-Zylinder der Bildröhre den Rücklauf des Strahles dunkel zu tasten. Diese nadelartigen negativen Impulse zeigen sich auch in der eigentlichen Sägezahnspannung an der Anode des Sperrschwingers, Oszillogramm 6. Diese Spannung liegt über 0,25 μF an einem Spannungsteiler, bestehend aus zwei Widerständen zu je 1 MΩ. Der obere ist als Potentiometer ausgebildet. Die Teilspannung am Abgriff des Trimmwiderstandes wird auf die Endröhre, das Pentodensystem der PCL 82, gegeben. Damit wird die Bildhöhe einjustiert, denn je größer die abgegriffene Spannung ist, desto mehr wird der Strahl nach oben und unten abgelenkt.

Die Endröhre verfügt über drei Korrekturglieder, um die richtige Linearität, d. h. gleichmäßigen Zeilenabstand über die gesamte Bildhöhe einzustellen. Mit dem Widerstand in der Katodenleitung ist der vorgeschriebene Katodenstrom (33 mA) abzugleichen, und mit den beiden Trimmpotentiometern im Gegenkopplungs-Netzwerk wird die Linearität am oberen und unteren Bildrand nachjustiert. Bei richtiger Einstellung müssen sich die Oszillogramme 7, 8 und 9 ergeben. Die beiden letzten entsprechen dabei der Spannungsform aus Bild 11,06.

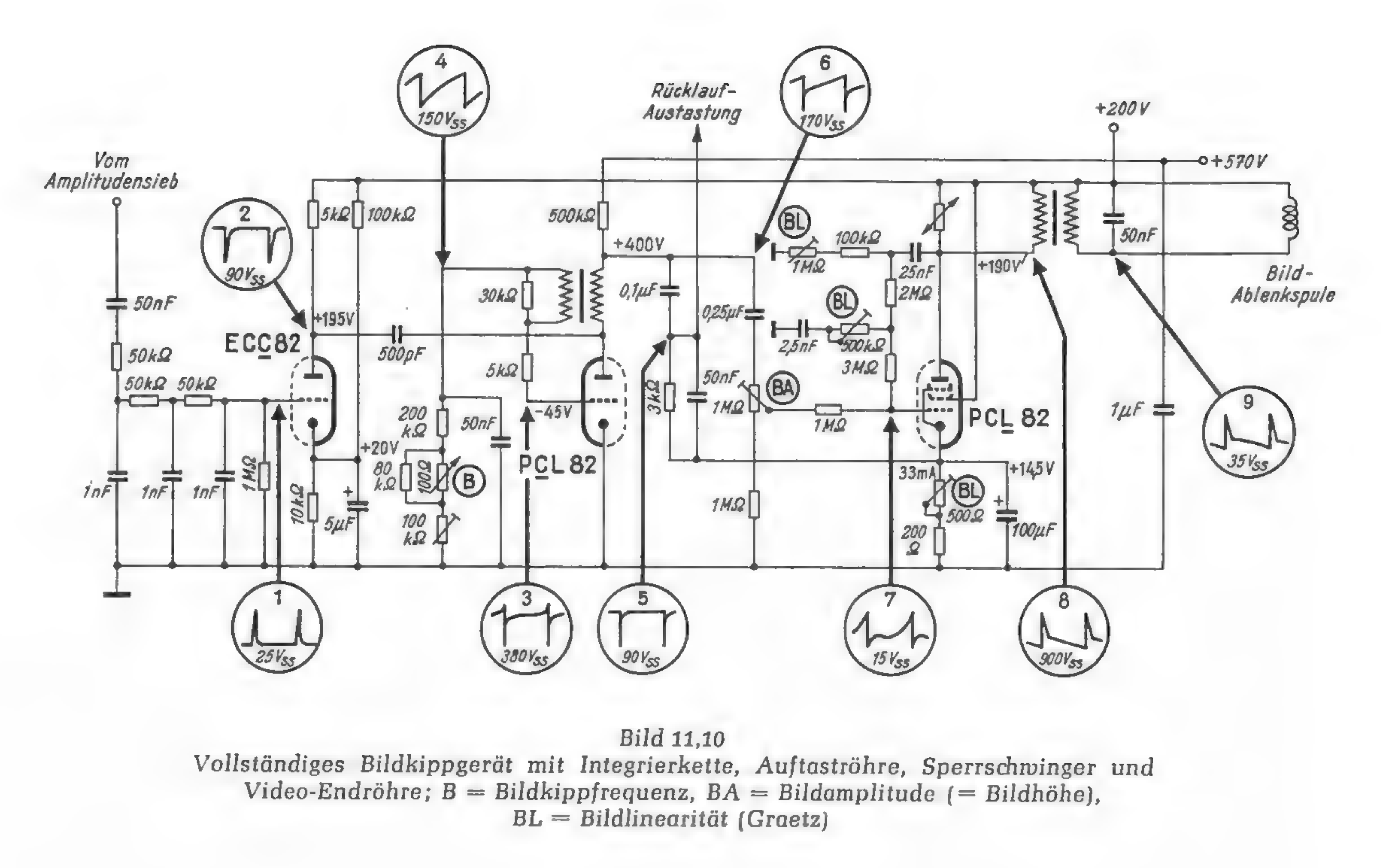


Bild 11,10
Vollständiges Bildkippgerät mit Integrierkette, Auftaströhre, Sperrschwinger und Video-Endröhre; B = Bildkippfrequenz, BA = Bildamplitude (= Bildhöhe), BL = Bildlinearität (Graetz)

Bild 11,11. Bildkippstufe mit der Röhre PCL 85

In dieser Schaltung arbeiten die beiden Systeme einer Röhre PCL 85 als Multivibrator. Die Kopplungen führen von der Triodenanode über 47 nF und ein Gegenkopplungsnetzwerk mit dem Trimmwiderstand *R* 3 zum Gitter 1 des als Endröhre arbeitenden Pentodensystems. Von der Anode der Pentode führt die Kopplung über den Kondensator von 27 nF zurück zum Gitter der Triode. Dort werden auch die Synchronisierzeichen zugeführt. Mit dem Widerstand *R* 1 wird die Frequenz nachgestellt, falls die Synchronisierung ausbleibt.

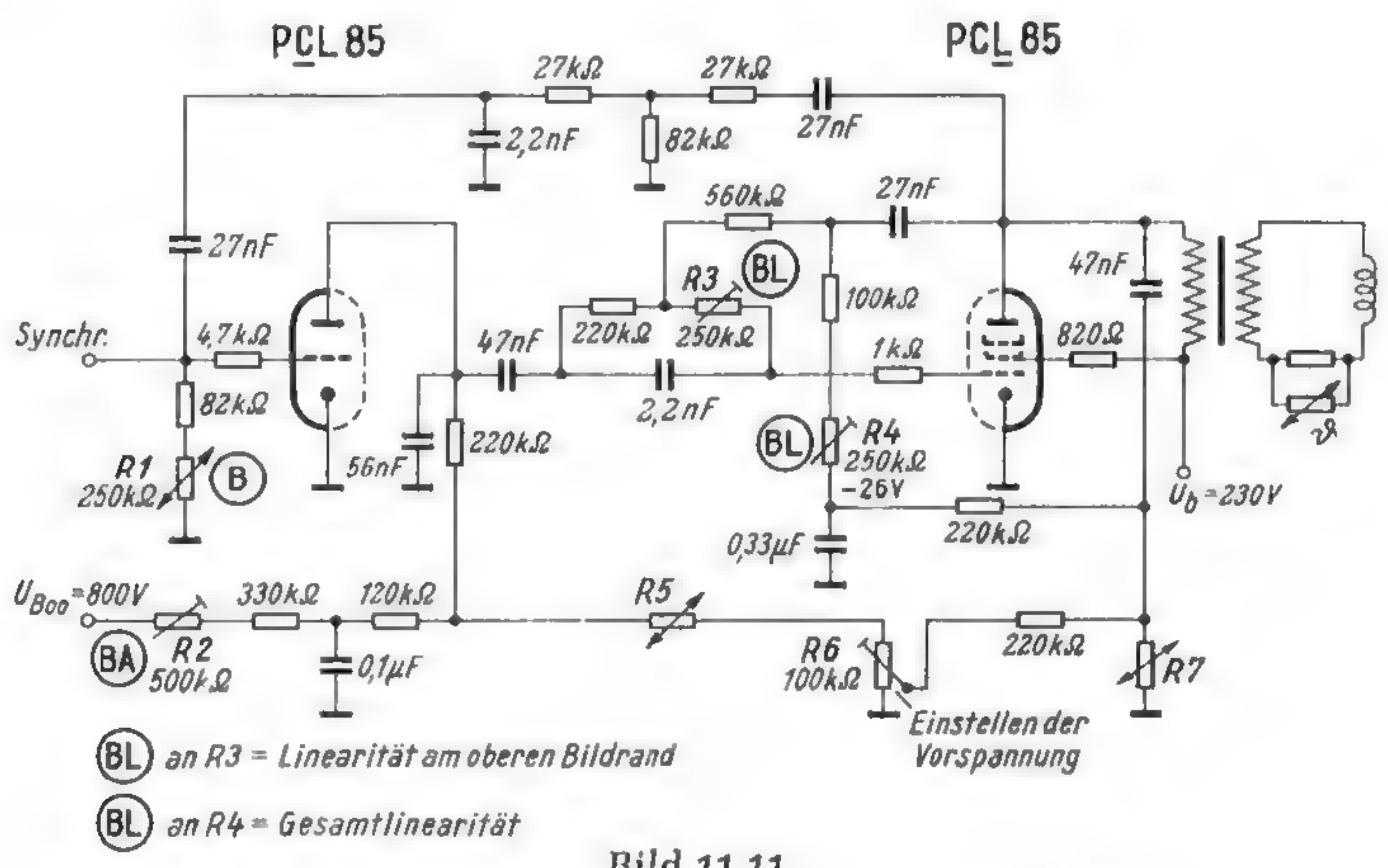


Bild 11,11
Bildkippstufe mit der Röhre PCL 85 (nach Valvo)

Zum Einstellen der Linearität dienen die Trimmwiderstände *R* 3 und *R* 4 in den Gegenkopplungszweigen. Die Anodenspannung der Triode wird aus der in der Zeilenkipp-Endstufe erzeugten Boosterspannung U_{Boo} bezogen, in der Zuleitung liegt ein Trimmwiderstand *R* 2 zum Einstellen der Bildhöhe. Die Anodenspannung der Triode wird ferner durch den VDR-Widerstand *R* 5 stabilisiert.

Die Endpentode arbeitet ohne Katodenwiderstand, um die volle Anodenspannung auszunutzen und genügend hohe Ablenkleistung zu erzielen. Die erforderliche negative Vorspannung wird mit Hilfe des VDR-Widerstandes *R* 7 durch Gleichrichten der Anodenwechselspannung gewonnen und über den Leitungszug mit den Widerständen *R* 4 und *R* 3 dem Gitter zugeführt. An dem Trimmwiderstand *R* 6 wird aus dem Anodenspannungsteiler der Triode eine positive Spannung entnommen und der negativen, vom VDR-Widerstand erzeugten Gleichspannung entgegengeschaltet. Auf diese Weise ist es möglich, den richtigen Wert der Gittervorspannung von – 26 V an dem Siebkondensator von 0,33 µF einzustellen.

Die sonstige Wirkungsweise der Schaltung entspricht der von Bild 10,20.

Bild 11,12. Transistor-Bildkippstufe

Die Schaltung ist mit zwei Transistoren bestückt, der Bildkipposzillator arbeitet als Sperrschwinger mit dem Transistor 4473. Die Synchronisierzeichen werden über ein Integrierglied und eine Gleichrichterstrecke induktiv auf den Sperrschwingertrans-

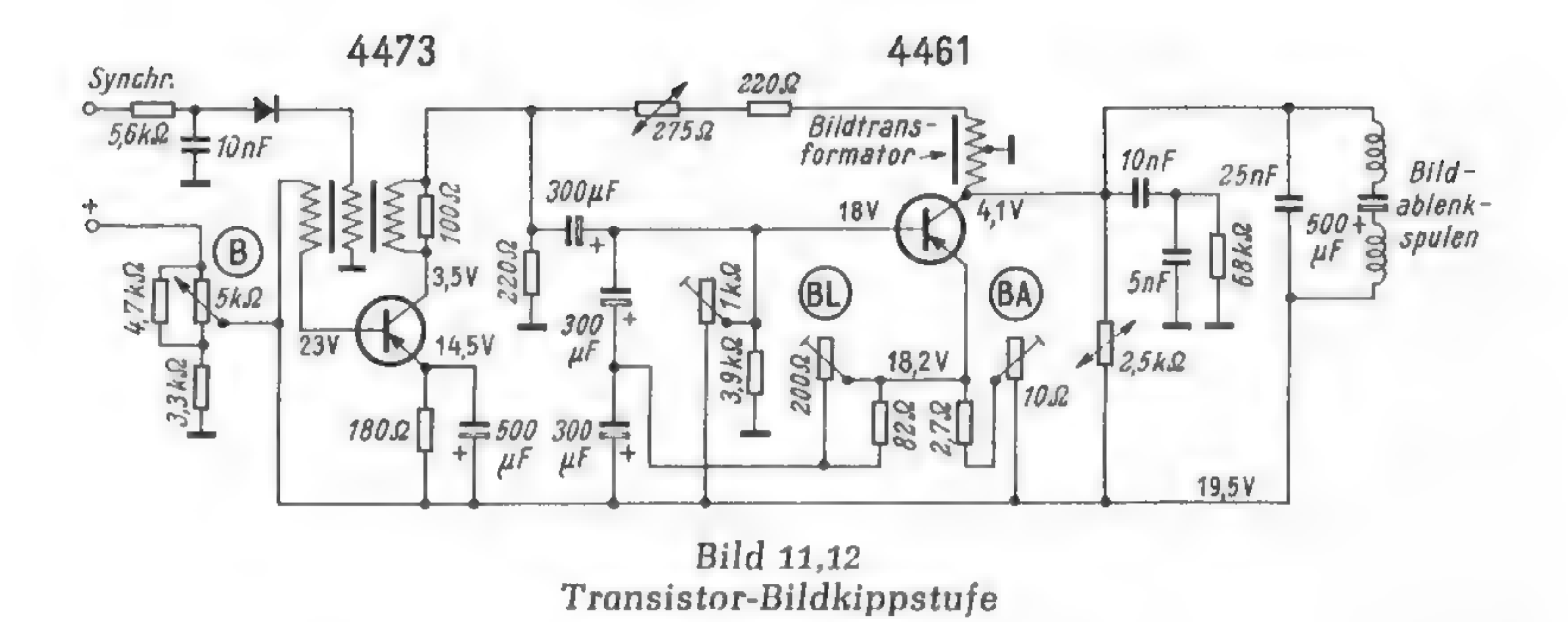


Bild 11,12
Transistor-Bildkippstufe

formator gekoppelt. Mit Hilfe eines Widerstandes in der Basiszuleitung wird die Bildfrequenz eingestellt. Die Endstufe mit dem Transistor 4461 arbeitet im A-Betrieb. Der vom Sperrschwinger gelieferte Impuls wird durch Integrieren zu einem Sägezahn umgeformt und steuert die Ausgangsstufe an der Basis. Mit dem veränderlichen Emitterwiderstand kann die Bildamplitude bzw. die Bildhöhe justiert werden. Der Spannungsteiler zwischen Emitter und Basis dient zum Einstellen der Bildlinearität mit Hilfe der beiden Trimmwiderstände zu 200 Ω und 1 kΩ. Die Schaltung ist zum Aussteuern einer 43-cm-Bildröhre bemessen.

Zeilen-Endstufe

Bild 11,13. Einschaltstrom einer Spule

Für die Zeilenfrequenz von 15 625 Hz wirkt sich die Selbstinduktion der Ablenkspulen viel stärker aus als für die 50-Hz-Rasterfrequenz. Schaltet man eine Spule über einen Widerstand *R* an eine Gleichspannung an, so springt der Strom nicht plötzlich auf seinen Höchstwert, sondern er steigt allmählich nach Art einer Sättigungskurve an und baut dabei das Magnetfeld um die Spule auf. Der *Einschaltstrom einer Spule* hat also grundsätzlich den gleichen Verlauf wie die *Einschaltspannung eines Kondensators* (vgl. Bild 9,19). Man benötigt daher eigentlich gar keine Sägezahnspannung, um den Sägezahnstrom für die Zeilenablenkspulen der Bildröhre zu erzeugen, sondern man braucht nur während des Zeilenhinlaufes eine konstante Spannung *U* anzulegen und sie für den Rücklauf abzuschalten. Sind *R* und *L* richtig bemessen, dann wird für die Hinlaufzeit nur der annähernd geradlinige erste Teil des Stromanstieges ausgenutzt. Vor dem Übergang in den flachen (gestrichelten) Teil der Stromkurve wird die Spannung bereits abgeschaltet. Wir haben hier also wieder das Grundprinzip der Kippschwingungserzeugung von Bild 10,01 vor uns, jedoch wird keine Sägezahnspannung mit einem Kondensator, sondern ein Sägezahnstrom in einer Spule erzeugt. Zum „Kippen" genügt das kurzzeitige Ausschalten der Spannung. Man spricht daher von einer „Schaltspannung".

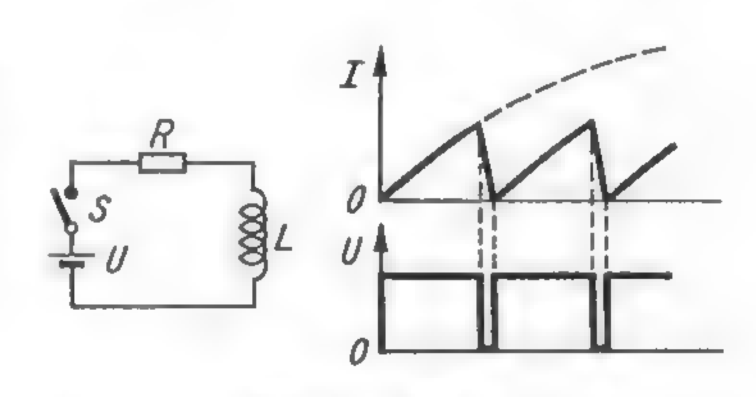


Bild 11,13
Bildung eines Sägezahnstromes

Bild 11,14. Zeilen-Endröhre als Schalter

Anstelle des Schalters S und des Widerstandes R verwendet man in Wirklichkeit auch wieder eine als Schalter wirkende Röhre, wie wir sie bereits mehrfach zum Erzeugen von *Sägezahnspannungen* kennengelernt haben. Hier dient sie jedoch dazu, um *Sägezahnströme* zu bilden. Ihr Innenwiderstand R_i entspricht dann dem Vorschaltwiderstand R, und die Betriebsspannung U_B entspricht der Spannung U in Bild 11,13. Der Stromkreis aus R_i, L und U_B wird durch Verringern der negativen Gittervorspannung eingeschaltet, so daß ein Anodenstrom durch die Röhre fließt. Zum Ausschalten für den Zeilenrücklauf wird das Gitter kurzzeitig sehr stark negativ gemacht. Zum Steuern der Zeilen-Endstufe ist also nur eine „Schaltspannung" mit negativen Impulsen am Gitter erforderlich. Der Sägezahnstrom bildet sich dann selbsttätig in den Ablenkspulen.

Im allgemeinen besitzt die Steuerspannung am Gitter etwa den im Bild rechts dargestellten Verlauf. Die negativen Impulsspitzen sind sehr groß (etwa -100 bis -150 V), um den Anodenstrom auch während der beim Rücklauf auftretenden hohen positiven Spannungsspitzen sicher abzuschalten.

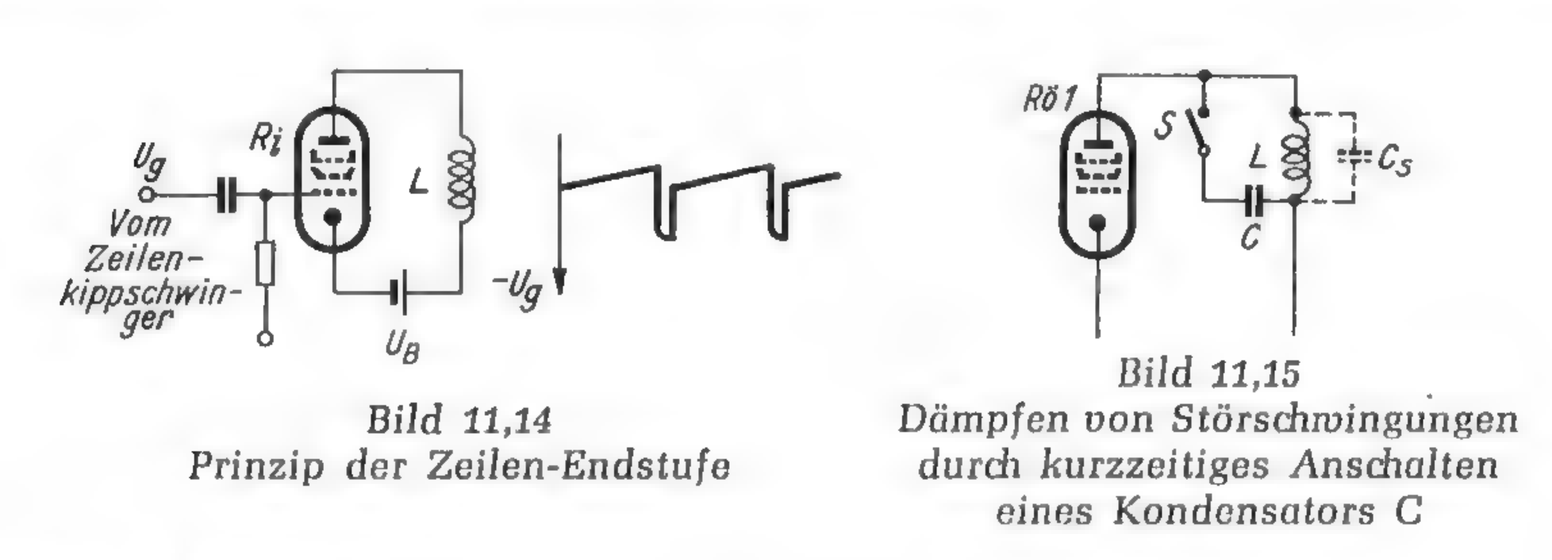


Bild 11,14
Prinzip der Zeilen-Endstufe

Bild 11,15
Dämpfen von Störschwingungen durch kurzzeitiges Anschalten eines Kondensators C

Bild 11,15. Dämpfungsschalter

In der Zeilen-Endstufe besteht die gleiche Gefahr wie in der Bild-Endstufe, daß die beim Rücklauf an den Spulen sich ausbildende große Spannungsspitze den Anodenkreis zum Schwingen anstößt. Würde man ihn wie in Bild 11,07 durch ohmsche Widerstände dämpfen, so geht wegen der höheren Frequenz eine erhebliche Leistung in diesen Widerständen verloren. Man schaltet deshalb beim Beginn des Hinlaufes, also in dem Augenblick, in dem der Anodenstrom der Röhre 1 wieder eingeschaltet wird, einen Kondensator C über einen Schalter S parallel zu den Ablenkspulen L. Die Kapazität C vergrößert die bisher nur aus den natürlichen Streukapazitäten C_s bestehende Kreiskapazität. Die Eigenfrequenz wird so stark herabgesetzt, daß sie weit unterhalb der Zeilenfrequenz liegt und nicht mehr stören kann. Während des Rücklaufes wird jedoch S geöffnet, denn sonst würde C den Rücklauf verlangsamen.

Bild 11,16. Schalterdiode

Der Schalter S wird in der Praxis von einer Diode (Röhre 2) gebildet, deren Katode zur Anode der Röhre 1 gerichtet ist. Während des Rücklaufes ist die Diode gesperrt, denn zu dieser Zeit bildet sich wie in Bild 11,06 die hohe positive Spannungsspitze an der Anode der Endstufe aus. In dem Augenblick, wo der neue Hinlauf beginnt, fließt der Anodenstrom in Pfeilrichtung durch die Spule. Die Pfeilspitze zeigt zum Pluspol, der Scheitel der Spule ist also zu dieser Zeit negativ gegenüber dem Fußpunkt. Damit wird auch die Katode der Röhre 2 negativ gegenüber ihrer

Anode. Röhre 2 wird also leitend und legt den Kondensator C parallel zur Spule. Der Kondensator lädt sich dabei auf und speichert gewissermaßen die zur Dämpfung entzogene Energie, ohne sie wie ein ohmscher Widerstand nutzlos in Wärme umzuwandeln. Man bezeichnet Röhre 2 als *Schalterdiode*, da sie gleichfalls wie ein automatischer Schalter wirkt. Man erkennt hierbei auch das Prinzip der Schalterdiode von Bild 7,19; bei geeigneter Polung der Spannung wird die Diode vom gesperrten in den leitenden Zustand umgeschaltet.

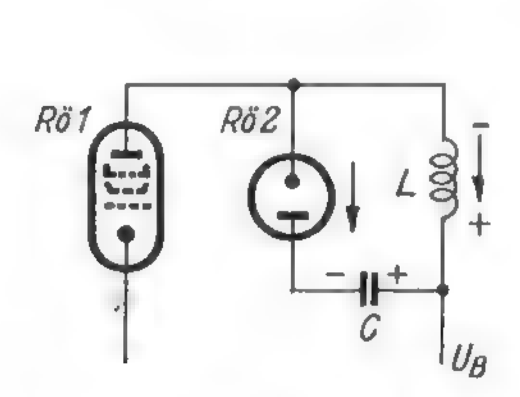


Bild 11,16
Prinzip der Schalterdiode (Boosterdiode)

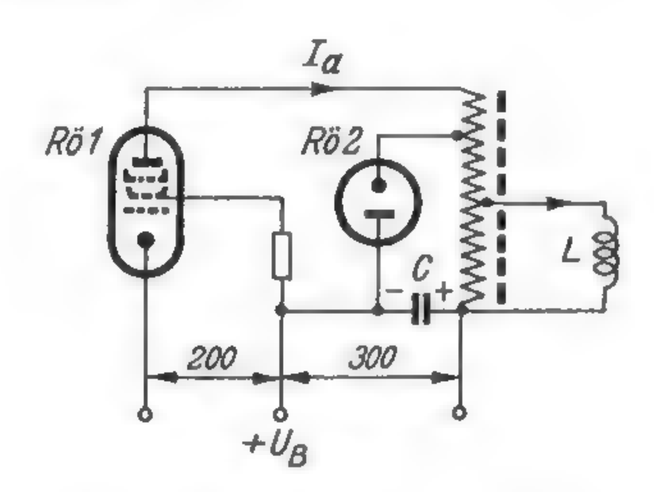


Bild 11,17
Zeilen-Endröhre mit Ausgangsübertrager und Boosterdiode

Bild 11,17. Zeilen-Endstufe mit Ausgangsübertrager und Boosterdiode

Wie bei der Bild-Endstufe werden auch die Zeilenablenkspulen über einen Ausgangsübertrager angeschlossen. Man benutzt einen Sparübertrager und legt die Ablenkspulen an eine kleine Windungszahl, um den niedrigen Anodenstrom der Röhre auf die erforderlichen großen Ablenkströme (bis zu 1 A) heraufzutransformieren. Die Schalterdiode wird meist an eine größere Windungszahl des Ausgangsübertragers angeschlossen. Die Betriebsspannung U_B liegt hier im Gegensatz zu Bild 11,16 unmittelbar an der Anode der Schalterdiode. Für die Arbeitsweise bedeutet dies zunächst keinen Unterschied. Man kann sich z. B. vorstellen, daß Röhre 1 ihre Anodenspannung über Röhre 2 erhält, denn die Diode ist während des Hinlaufes in der richtigen Richtung leitend.

Gleichzeitig wird aber auch durch die von der Ablenkspule L herrührende transformierte Spannung der Kondensator C während der Durchlaßzeiten der Schalterdiode aufgeladen. Dadurch entsteht eine ziemlich gleichbleibende Spannung von 300 V und mehr am Kondensator C. Diese Spannung liegt in Reihe mit der Betriebsspannung U_B, so daß am Fußpunkt des Übertragers sogar eine Gesamtspannung von etwa 500 V gegen Katode zur Verfügung steht. Dieser Spannungsgewinn stammt eigentlich aus der sonst nutzlos in Wärme umgewandelten Energie, die dem Ablenkspulenkreis entzogen werden muß, um wildes Schwingen zu verhindern. Man bezeichnet daher Röhre 2 auch als *Spardiode*, weil sie diese Energie einspart und in Form einer höheren Anodenspannung wieder zur Verfügung stellt[1]). Die Gesamtspannung von 500 V dient außerdem meistens als Schirmgitterspannung für die eigentliche Fernsehbildröhre und als Anodenspannung für verschiedene andere Röhrenstufen.

Die Sparschaltung ermöglicht den Bau von Fernsehempfängern mit Anodenspannungen bis zu 800 V, ohne daß ein Netztransformator mit einem entsprechenden Hochspannungsnetzteil benötigt wird. Sogar aus Gleichstromnetzen wird diese überhöhte Anodenspannung erzeugt. – Die Größe des Kondensators C beeinflußt

[1]) Ferner ist der aus dem Englischen stammende Ausdruck „Boosterdiode" üblich; to boost heißt „anheben", hier wird also die Anodenspannung angehoben.

die richtige Arbeitsweise der Schaltung. Er ist nicht als Ladekondensator im üblichen Sinne zu betrachten. den man vergrößern kann, um eine bessere Wirkung zu erzielen, sondern bei Reparaturen muß er durch eine Kapazität von genau gleicher Größe ersetzt werden.

Bild 11,18. Arbeitsweise der Boosterdiode

Wegen dieser Sparwirkung der Boosterdiode braucht die Zeilen-Endröhre praktisch nur noch während der halben Zeit einen Anodenstrom aus dem Netzteil zu entnehmen. Die negative Steuerspannung am Gitter wird deshalb so eingestellt, daß nur während der zweiten Zeilenhälfte ein Anodenstrom durch die Röhre fließt. Dieser Anodenstrom I_a hat daher den in Bild 11,181 dargestellten Verlauf. In den Ablenkspulen wird dadurch nach Bild 11,182 der obere (senkrecht schraffierte) Teil T_1 T_2 des Stromsägezahnes erzeugt. Dann schaltet der negative Impuls am Gitter der Endröhre den Anodenstrom ab. Das Magnetfeld in den Ablenkspulen bricht zusammen. Der Strom i_L sinkt auf Null und pendelt weiter bis zum negativen Höchstwert. Der dabei entstehende positive Spannungsstoß (vgl. Bild 11,06) ist im Zeitpunkt T_3 soweit abgeklungen, daß die Schalterdiode wieder öffnet. Die schnelle, gestrichelt gezeichnete Pendelschwingung wird unterbrochen, und der Kreis schwingt mit der durch den angeschalteten Kondensator C bedingten tiefen Frequenz weiter. C liefert nun während der Zeit T_3 bis T_4 die vorher aufgenommene Ladung an den Kreis zurück. Der untere waagerecht schraffierte Teil der Sägezahnkurve wird also gebildet, ohne daß Strom aus dem Netzteil entnommen wird. Im Endergebnis braucht man daher, wie bei der Resonanzfrequenz eines Schwingkreises, nur eine geringe Energie für die Kreisverluste aufzubringen, während im Kreis selbst die viel höheren Resonanzströme fließen.

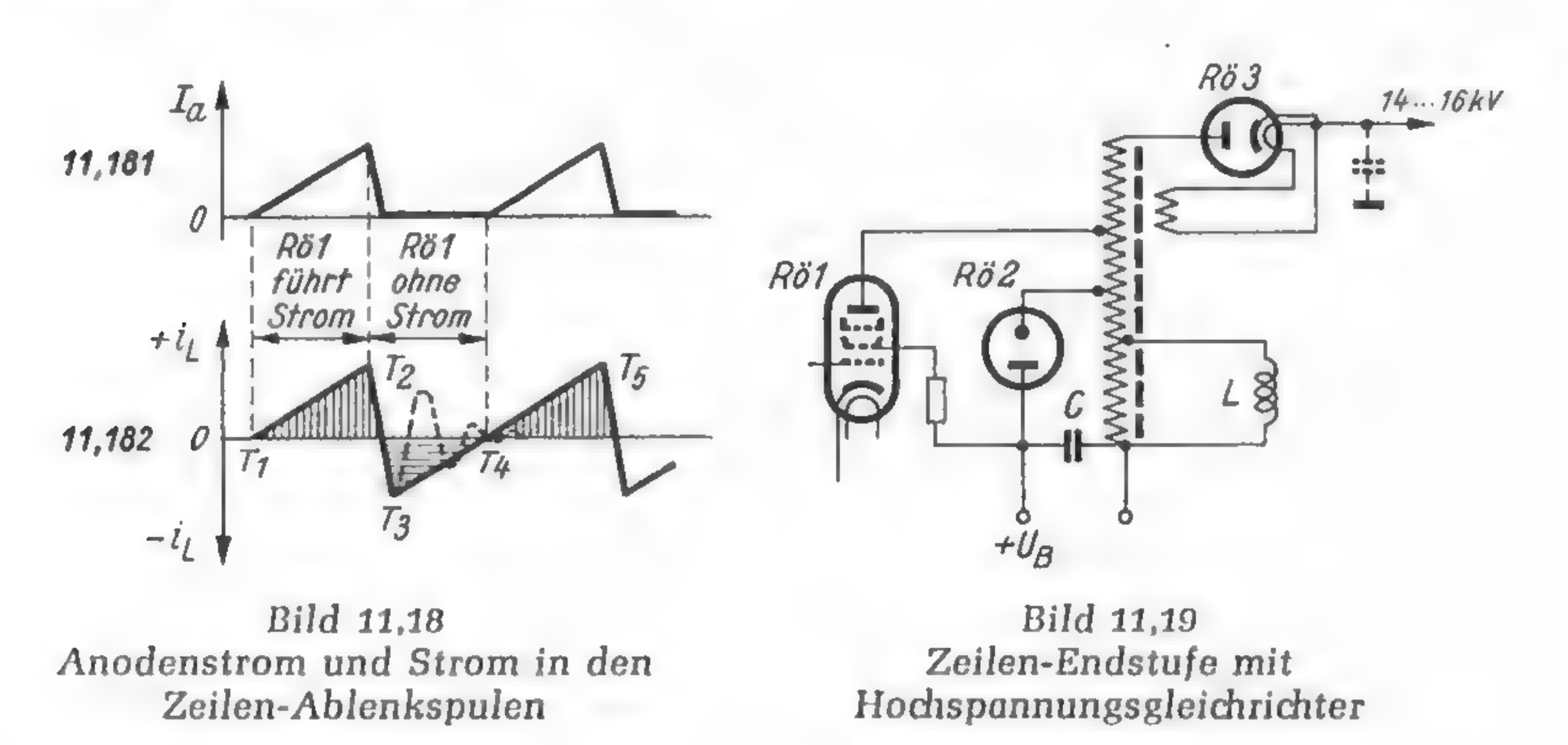


Bild 11,18
Anodenstrom und Strom in den Zeilen-Ablenkspulen

Bild 11,19
Zeilen-Endstufe mit Hochspannungsgleichrichter

Bild 11,19. Hochspannungsgleichrichter

Die Zeilen-Endstufe übt noch eine weitere Funktion aus. Die bis zu 4000 V betragenden positiven Spannungsspitzen an der Anode des Zeilentransformators werden durch einen zusätzlichen Wicklungsteil aufwärts transformiert und mit Hilfe der Röhre 3 gleichgerichtet. Damit ergeben sich je nach Bemessung Gleichspannungen von 14 bis 16 kV, die als Anodenspannung der Bildröhre verwendet werden. Da die Grundfrequenz der gleichgerichteten Spannung 15 625 Hz beträgt und nur sehr wenig Strom entnommen wird, genügen im Gegensatz zum 50-Hz-Netzgleichrichter sehr kleine Ladekondensatoren zum Glätten. Vielfach dient hierzu nur die natürliche Kapazität zwischen der Anode der Bildröhre und der Abschirmung (1 bis 1,5 nF).

Das Dielektrikum besteht hierbei vorwiegend aus dem Glas des Kolbens und ist daher der hohen Spannungsbeanspruchung gewachsen.

Die Katode dieser Hochspannungs-Gleichrichterröhre führt die volle Spannung von 14 bis 16 kV gegen Masse. Der Heizfaden kann deshalb nicht in den allgemeinen Heizkreis eines Fernsehempfängers gelegt werden, denn dann würde die gesamte Hochspannung zwischen Faden und Schicht liegen und Überschläge verursachen. Man heizt deshalb Röhre 3 aus einer besonderen Wicklung auf dem Zeilenausgangsübertrager. Diese Wicklung kann genügend hoch isoliert werden. Damit der Ausgangsübertrager nicht zu stark belastet wird, sind hierfür Röhren mit geringer Heizleistung entwickelt worden, und zwar der Typ DY 86 und EY 86 bzw. ihre Vorläufertypen. Die Hochspannungs-Gleichrichterröhren werden unmittelbar am Zeilentransformator montiert. Die Leitungen sind kurz und frei von Knickstellen und Spitzen zu halten, da die Hochspannung in solchen Spitzen zum Sprühen neigt.

Bild 11,20. Vollständige Zeilen-Endstufe mit PL 36

Die Röhren einer Zeilen-Endstufe müssen besonders spannungsfest ausgeführt sein. An der Anode der Endröhre entstehen die hohen Rücklaufspannungsspitzen bis zu 4 kV. Man hat für diesen Zweck die Röhrentypen PL 36, PL 81 und PL 500 geschaffen. Bei ihnen ist die Anode oben am Kolben herausgeführt, um Überschläge zu den anderen Röhrenkontakten zu verhindern.

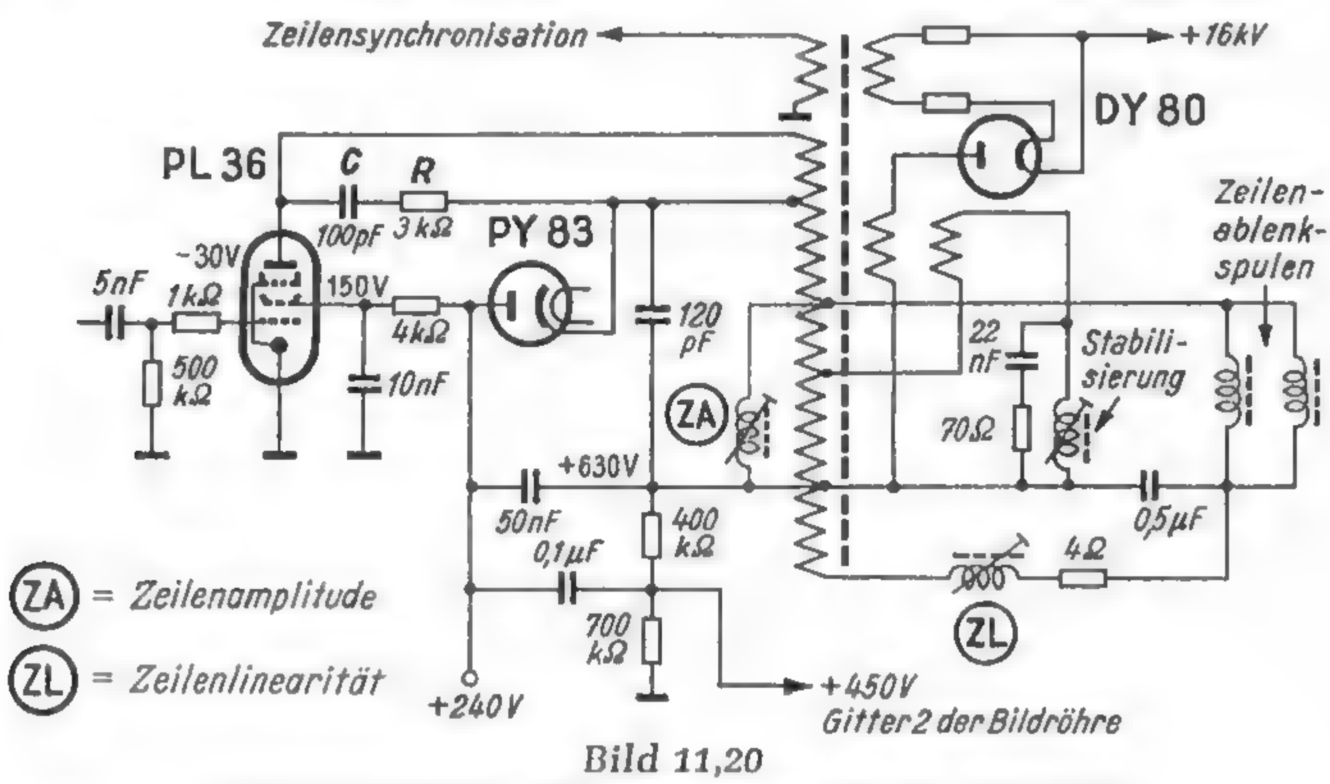


Bild 11,20
Zeilen-Endstufe mit der Röhre PL 36 (Grundig)

Als Schalterdioden stehen die Typen PY 81, PY 83 und PY 88 zur Verfügung. Im Betrieb erhält deren Katode gleichfalls Spannungen bis zu 4 kV. Der Heizfaden wird aber zur Vereinfachung in den allgemeinen Heizkreis gelegt. Diese Röhrentypen müssen daher Spannungen bis zu 4000 V zwischen Heizfaden und Katode vertragen. In der vollständigen Schaltung einer Zeilen-Endstufe erkennen wir außer dem Grundprinzip von Bild 11,19 noch eine Reihe weiterer Einzelheiten. Bei der Zeilenablenkung kann die Zeilenamplitude, also die Bildbreite, nicht in der Vorstufe eingestellt werden, weil der Sägezahnstrom erst im Anodenkreis der Endröhre gebildet wird. Um die Bildbreite einzustellen, muß man unmittelbar die Amplitude des Ablenkstromes ändern. Das erfolgt hier durch eine veränderliche Induktivität ZA = Zeilenamplitude, die parallel zu den Ablenkspulen liegt. Sie wirkt als Nebenschluß, so daß damit die Größe des Sägezahnstromes durch die Spulen und damit die Bildbreite eingestellt werden kann.

Aus einer Sonderwicklung des Zeilenausgangstransformators wird eine Vergleichsspannung für die im nächsten Kapitel zu besprechende Phasensynchronisierung entnommen. – Die Boosterspannung beträgt + 630 V. Über einen Spannungsteiler werden 450 V davon abgegriffen und als Schirmgitterspannung für die Bildröhre verwendet.

Die richtige Bemessung des Zeilenausgangsübertragers und der Bildspulen erfordert viel Erfahrung. Deshalb werden von den Bildröhrenfabriken meist fertige Ablenkaggregate zu den Bildröhren geliefert. Der Zeilenablenktransformator ist wegen der hohen Frequenz nicht aus Eisenblech, sondern mit einem Ferritkern aufgebaut.

Der Stromanstieg in den Zeilenablenkspulen muß ebenso wie bei der Bildablenkung korrigiert werden, um eine gleichmäßige Bewegung auf dem Bildschirm zu erzielen. Hierzu dient die veränderliche Induktivität ZL = Zeilenlinearität. Um die Linearität einzustellen, benutzt man einen Balkengenerator. Die Induktivität ZL wird damit so abgeglichen, daß die senkrechten Balken gleichen Abstand voneinander haben. Die Hochspannungspule zum Heizen der Röhre DY 80 ist räumlich von den übrigen Wicklungen durch weite Abstände getrennt und als gut isolierte Schleife um den Ferritkern gelegt.

Eine weitere Hilfsspule dient zum Stabilisieren der Schaltung. Sie verhindert bei richtigem Abgleich die Schwingneigung der Hochspannungsspule, die Streifen im Bild verursachen könnte. Das RC-Glied zwischen Anode der Bildablenkröhre PL 36 und Katode der Boosterdiode PY 83 stellt ebenfalls ein Dämpfungsglied dar.

Bild 11,21. Vollständige Zeilen-Endstufe mit PL 500

Die Röhre PL 500 wurde als besonders leistungsfähiges System für Zeilen-Endstufen zum Betrieb von Bildröhren mit 110°-Ablenkung entwickelt. Das Schaltungsprinzip der Zeilen-Endstufe ändert sich jedoch dadurch grundsätzlich nicht. Man erkennt die Boosterdiode PY 88 und die Hochspannungsdiode DY 86. Der Arbeitspunkt der Endröhre wird an dem Potentiometer Boo eingestellt. Infolge der sich dadurch ergebenden Belastung durch den Anodenstrom der Endröhre ändert sich auch die Boosterspannung. Ihr höchster Wert soll 1000 V betragen.

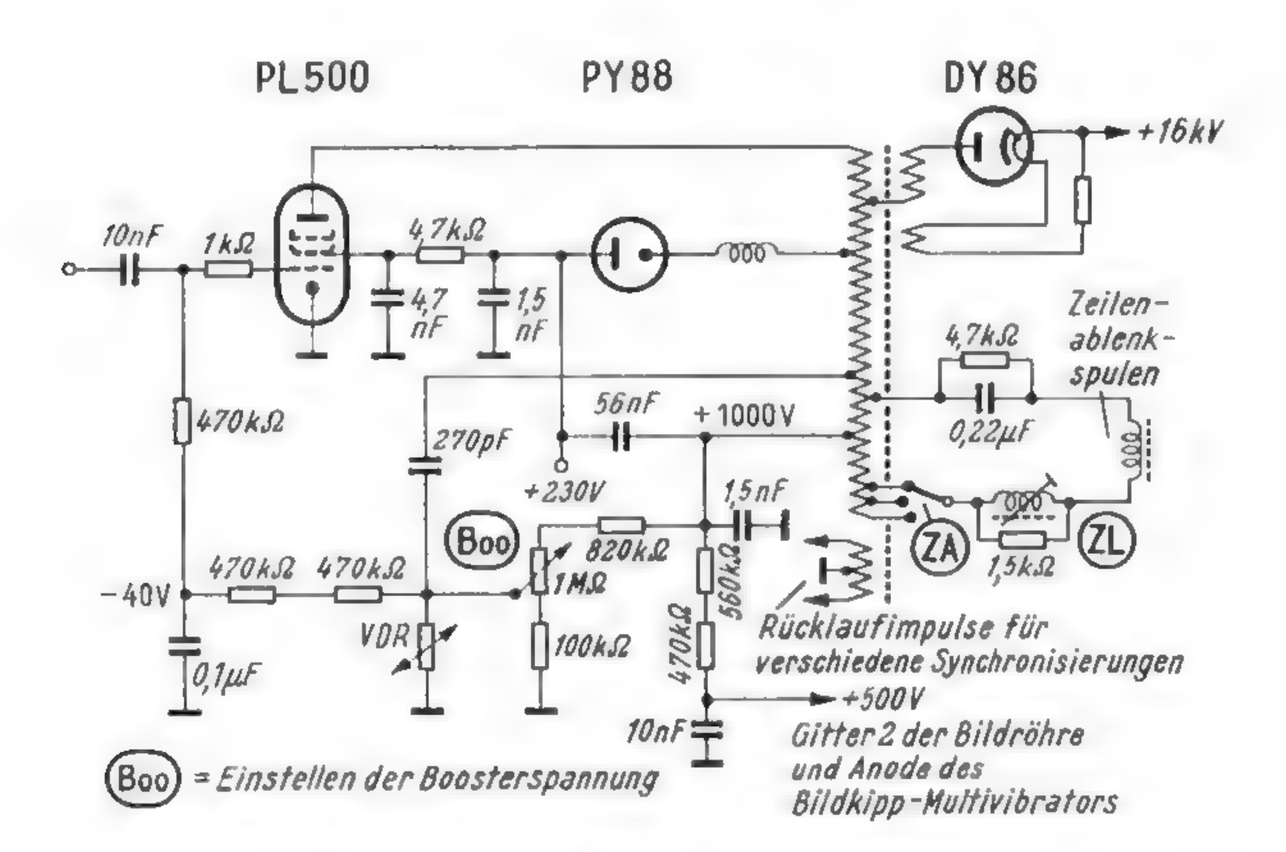


Bild 11,21
Zeilen-Endstufe mit der Röhre PL 500 (Loewe-Opta)

Die an dem 1-MΩ-Potentiometer abgegriffene positive Spannung wird zugleich mit einem über den 270-pF-Kondensator entnommenen Zeilenimpuls an den VDR-Widerstand gegeben. Er richtet die Zeilenimpulsspannung gleich und erzeugt daraus die negative Gittervorspannung für die Endröhre PL 500. Dies ergibt zugleich eine Stabilisierung der Zeilenamplitude bzw. der Bildbreite, auf die in Bild 12,17 noch eingegangen wird. Eine Grobeinstellung der Zeilenamplitude erfolgt durch stufenweises Umschalten am Zeilen-Ausgangsübertrager (hier vereinfacht gezeichnet). Die Zeilenlinearität wird durch eine Spule mit Ferritkern im Ausgangskreis eingestellt.

12. Regelschaltungen im Ablenkteil

Automatische Zeilensynchronisierung

Die verschiedenen Verfahren zur Stabilisierung der Zeilensynchronisierung, wie mehrstufige Amplitudensiebe, Störaustastung und Stabilisierungskreise, lassen erkennen, wie wichtig eine saubere Zeilensynchronisierung ist. Diese Verfahren genügen aber unter ungünstigen Empfangsbedingungen immer noch nicht. Wenn die Zeilenimpulse direkt das Kippgerät steuern, dann können auch durch Störimpulse oder ausgefranste Gleichlaufzeichen nach Bild 10,09 einzelne Zeilen falsch ausgelöst werden. Um dies zu vermeiden, ersetzt man die direkte oder sog. Taktsynchronisierung unmittelbar am Kippgerät durch eine automatische Zeilensynchronisierung. Hierbei löst nicht jeder einzelne vom Sender kommende Impuls die nächste Zeile am Kippgerät aus, sondern aus einer größeren Anzahl von Impulsen wird eine Regelspannung gebildet, die das Zeilenkippgerät auf die richtige Frequenz hinzieht. Geraten hierbei Störimpulse dazwischen, so bleiben sie wirkungslos, ähnlich wie ein regelmäßig laufendes Schwungrad seine Drehzahl nicht durch einzelne unregelmäßige zusätzliche Stöße ändern wird.

Man spricht deshalb bei diesem Verfahren auch von Schwungradsynchronisierung oder, da zur größeren Genauigkeit nicht nur die Frequenz, sondern sogar die Phase der Kippgeräte nachgeregelt wird, von Phasensynchronisierung. Regeltechnisch handelt es sich hierbei um Integral-Regler (vgl. Bild 7,07).

Praktisch werden zwei Verfahren angewendet, um die Regelspannung zu gewinnen: Schaltungen mit Koinzidenzröhren und Phasendiskriminatorschaltungen. Diese Phasensynchronisierung wird nur für den Zeilenkippteil vorgesehen. Der Bildkippteil wird vielfach unmittelbar durch die Gleichlaufzeichen gesteuert (Taktsynchronisierung), weil die langsamen Bildwechsel und die zugehörigen Synchronisierverfahren (Rückflankensynchronisierung, Integrierschaltungen) unempfindlicher gegen kurzzeitige Störimpulse sind.

Bild 12,01. Prinzip der Phasensynchronisierung

Stimmen zwei Frequenzen ziemlich genau überein, dann wird die geringe Frequenzdifferenz besser als Phasenunterschied ausgedrückt. Sind jedoch die Phasenlagen beider Schwingungen über längere Zeit hinweg ganz genau gleich, dann müssen auch die Frequenzen gleich sein. Man muß also im Fernsehempfänger die Phase der vom Sender kommenden Gleichlaufzeichen mit der Phase der im Gerät selbst erzeugten Kippfrequenz vergleichen und daraus eine Regelspannung gewinnen. Bild 7,04 gab das Prinzip dieses Verfahrens an.

In Bild 12,01 wird zu diesem Zweck in der Vergleichsstufe eine Teilspannung aus dem Zeilenausgangsübertrager mit der Frequenz der vom Sender gelieferten Synchronisierzeichen verglichen. Weichen die Frequenzen voneinander ab, so entsteht je nach der Verstimmungsrichtung ein entsprechender Regelspannungswert. Die Vergleichsstufe ist also der Fühler und Meßwertwandler des Regelkreises. Die gebildete Regelgleichspannung regelt den Ablenkoszillator so lange nach, bis die Frequenzen wieder genau gleich sind. Die Regelspannung kann vorher durch RC-Glieder wie bei einer automatischen Verstärkungsregelung so gesiebt werden, daß kurze unregelmäßige Frequenzabweichungen durch Störimpulse keinen Einfluß haben. Die Spannung ändert sich also nur bei langsamen wirklichen Frequenzwanderungen. Damit werden

Einflüsse von Zündstörungen, Diathermiegeräten, Staubsaugern usw. wirksam bekämpft, und man erhält auch unter ungünstigen Umständen einen starren Zeilengleichlauf.

Allerdings lassen sich diese Störungen nicht vom eigentlichen Bildinhalt trennen. Starke Störspitzen führen hier in jedem Fall zu Grieß, Streifen oder Moiré im Bild. Diese Störungen sind jedoch erträglicher als das Ausreißen und gegenseitige Verschieben von Zeilen.

Bei dieser Regelung werden also Störeinflüsse auf die Frequenz vollständig und über eine gewisse Zeit hinweg ausgeregelt, es handelt sich also hierbei um einen Integral-Regler.

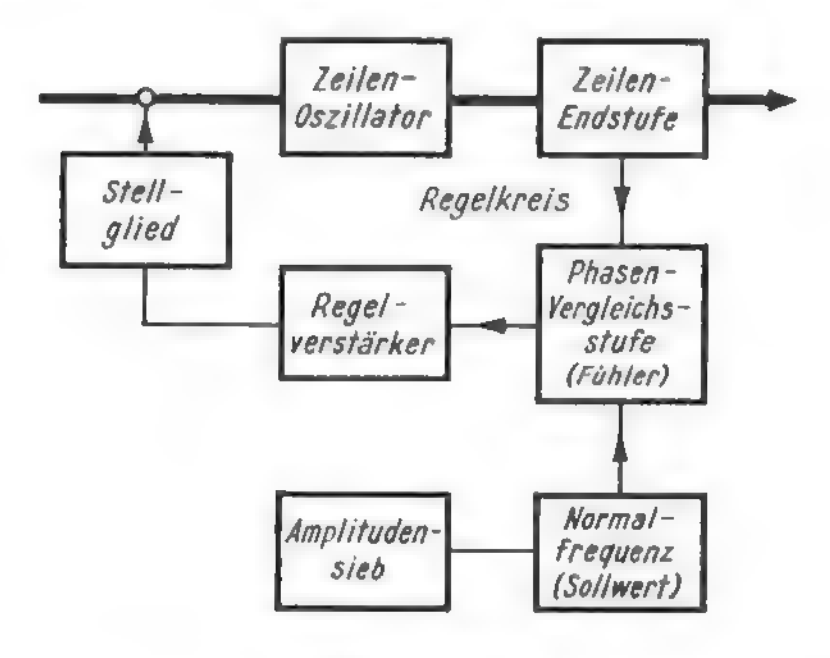


Bild 12,01
Regelkreis für die Phasensynchronisierung mit Vergleichsstufe und Sollwertgeber

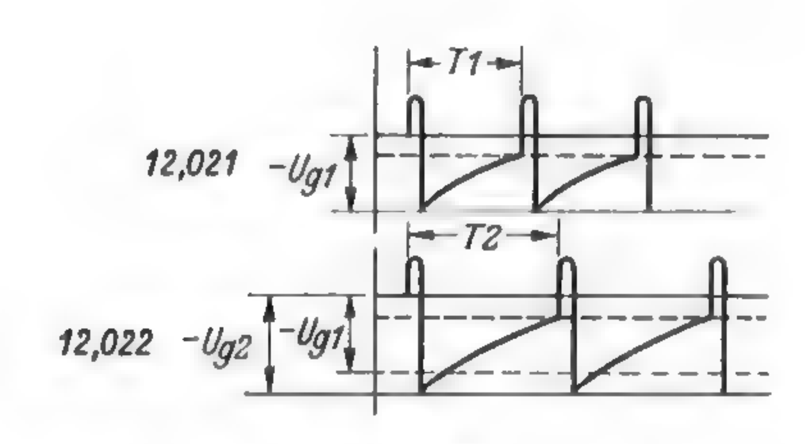


Bild 12,02
Einfluß der Gittervorspannung einer Kippröhre auf die Frequenz; 12,021 = die Vorspannung $-U_{g1}$ ergibt die Kipperiode T 1; 12,022 = größere negative Vorspannung verlängert die Kipperiode, die Frequenz wird niedriger

Bild 12,02. Frequenzänderung durch die Gittervorspannung

In den Bildern 10,05, 10,12 und 10,21 war bereits eine handbediente Frequenzeinstellung durch veränderbare Gitterwiderstände angegeben. Die zugehörigen Bedienungsknöpfe oder Service-Einstelltrimmer finden sich bei jedem Fernsehempfänger, um die Gleichlauffrequenzen annähernd richtig einzustellen. Den genauen Gleichlauf besorgen dann die Synchronisierschaltungen. Diese verstellbaren Gitterwiderstände in den Kippschwingern verändern den Gitterstrom und damit die Ladezeit für den Kippkondensator. Man kann jedoch die Kippfrequenz auch durch eine von außen zugeführte Gleichspannung ändern. Vergrößert man die negative Vorspannung des Kippschwingers vom Wert $-U_{g1}$ in Bild 12,021 auf $-U_{g2}$ in Bild 12,022, dann wird der Auslösepunkt später erreicht, und die Frequenz wird niedriger.

Dieses Prinzip der Frequenzregelung wird bei den Phasensynchronisierschaltungen angewendet. *Hierbei wird die Frequenz des Kippgenerators also nur durch Gleichspannungen und nicht durch die Synchronisierzeichen gesteuert. Das Stellglied ist in einfachen Fällen ein Teil des Kippgenerators. Beim Sinusgenerator wird dagegen eine Reaktanzröhre als Stellglied benutzt.*

Bild 12,03. Koinzidenzröhre als Vergleichsstufe

In dieser einfachen Schaltung wirkt die Röhre 1 als Vergleichsstufe. Sie erzeugt außerdem die zum Regeln dienende Gleichspannung, kann demnach auch als Regelspannungsverstärker betrachtet werden. Röhre 2 ist die Kippröhre. Sie kann als Sperrschwinger arbeiten oder einen Teil eines Multivibrators bilden. Dem Gitter der Röhre 1 werden eine Sägezahnspannung vom Zeilenausgangsübertrager und außerdem die Gleichlaufzeichen, d. h. die Normalfrequenz, zugeführt. Das Steuergitter der Röhre ist stark negativ vorgespannt, so daß vorerst kein Anodenstrom

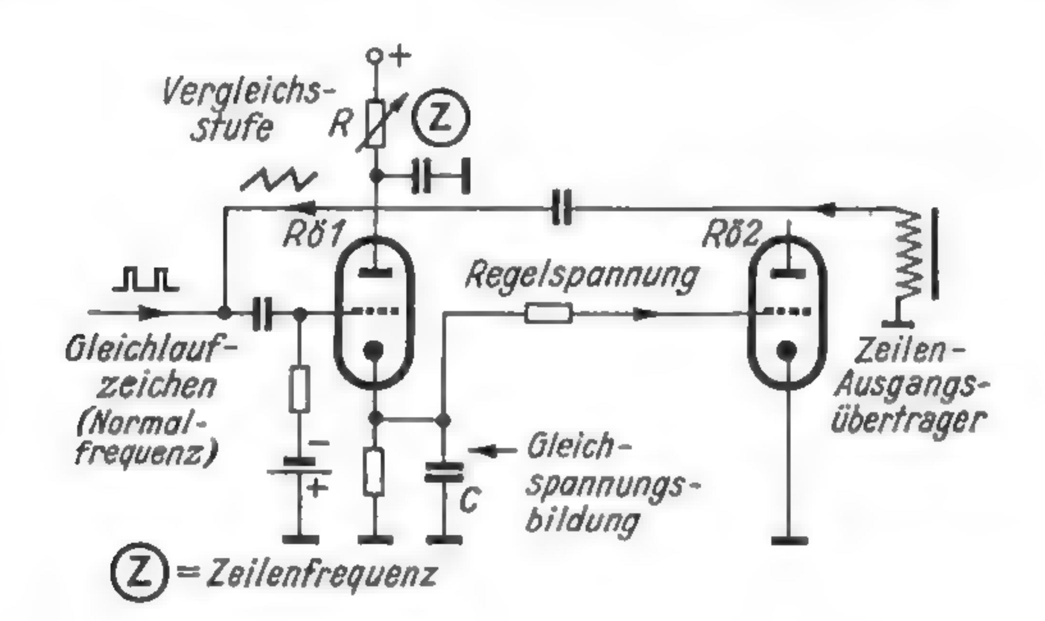


Bild 12,03
Die Koinzidenzröhre als Vergleichsstufe liefert eine Regelspannung für den Kippgenerator mit der Röhre Rö 2

fließt. Weder die positiv gerichteten Gleichlaufzeichen noch die Sägezähne stoßen für sich allein das Gitter auf. Erst wenn die Gleichlaufzeichen genau auf die Spitzen der Sägezähne zu liegen kommen und sich ihre Maximalwerte addieren, dann wird die hohe negative Vorspannung überwunden, und die äußersten Spitzen rufen kurze Anodenstromstöße hervor (vgl. Bild 7,125). Diese Stöße laden den Katodenkondensator auf, an dem sich dann eine mittlere Gleichspannung einstellt, die als Regelspannung dem Kippschwinger zugeführt wird. Der Regelkreis schließt sich dann von Röhre Rö 2 über die Endstufe und den Zeilen-Ausgangsübertrager.

In der Anodenzuleitung der Röhre 1 liegt außerdem ein veränderlicher Widerstand R. Er beeinflußt ebenfalls die Größe des Katodenstromes bzw. der Regelspannung und dient zum Einstellen der Zeilenfrequenz von Hand.

Bild 12,04. Stromverlauf in der Vergleichsröhre

Die Verhältnisse in der Vergleichs- bzw. Koinzidenzröhre sind in Bild 12,041 mit Hilfe der U_g/I_a-Kennlinie dargestellt. Das Gitter ist durch die Spannung $-U_g$ stark vorgespannt. Auf den Arbeitspunkt werden die Ablenkspannung aus dem Kippschwinger und die Gleichlaufzeichen gegeben. Nur wenn sie eine solche Phasenlage haben, daß die Maximalwerte aufeinanderfallen, bewirkt die Summenkurve am Steuergitter die kurzen Anodenstromstöße. Bild 12,042 zeigt die Gleichlaufzeichen als Normalfrequenz bzw. Sollwert, denn diese Zeichen liegen vom Fernsehsender her starr fest.

In Bild 12,043 hat die Ablenkspannung solche Lage, daß der Sägezahnrücklauf genau auf die Mitte des Gleichlaufimpulses fällt. Die Teilkurven addieren sich, und im Anodenstrom bilden sich die schraffiert dargestellten Zacken aus. Die am Kondensator gebildete Regelspannung wird dem Gitter des Kippschwingers zugeführt und beeinflußt dort die Frequenz wie in Bild 12,02. Mit dem Widerstand R im Anodenkreis der Röhre 1 (Bild 12,03) kann der Anodenstrom so eingestellt werden,

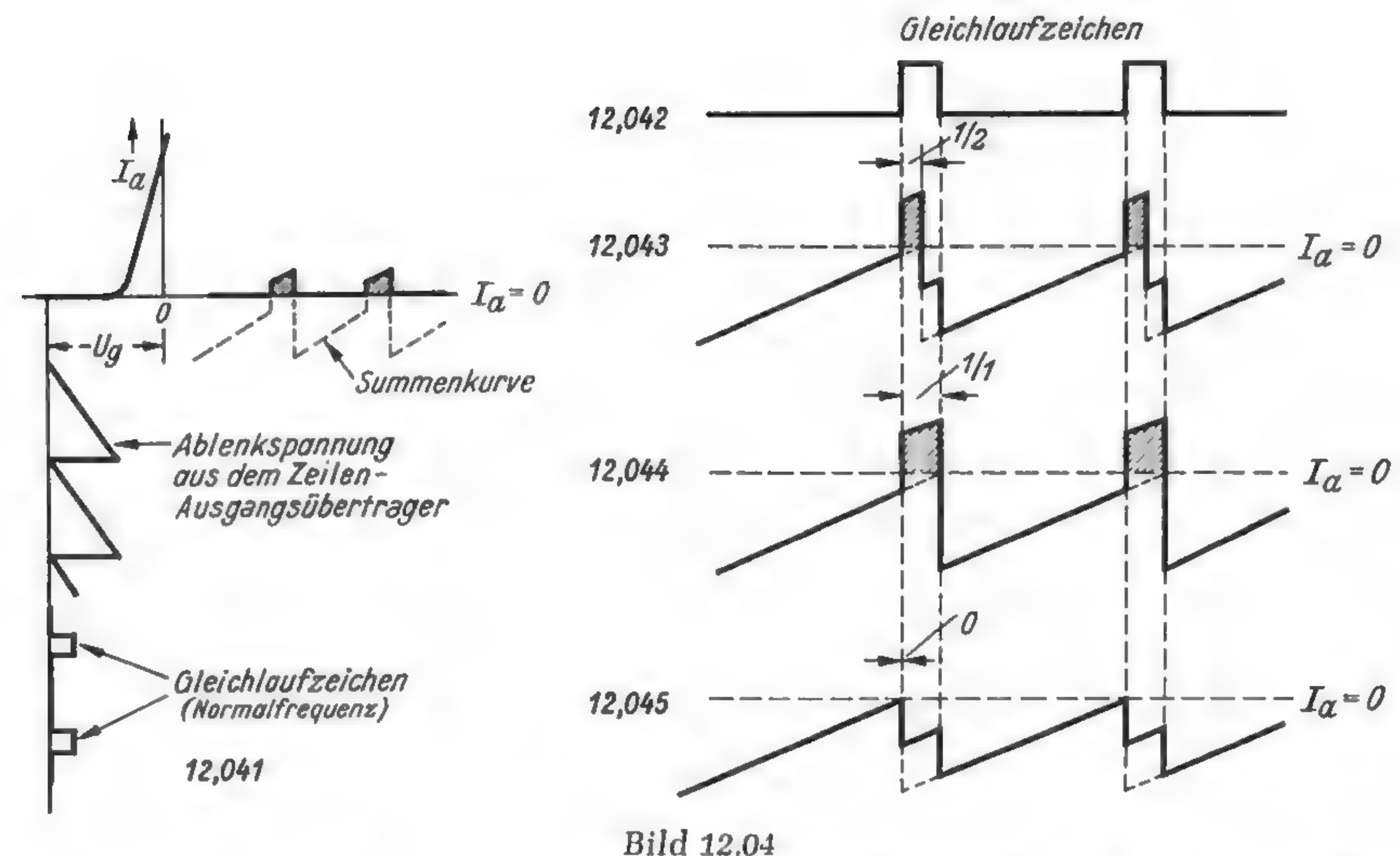


Bild 12,04
Kurvenverlauf beim Zusammenfügen der Ablenkspannung mit den Gleichlaufzeichen; 12,041 = Röhrenkennlinie mit Steuerspannungen und Anodenstromstößen, 12,042 = Gleichlaufzeichen als Normalfrequenz, 12,043 = die Rückflanke des Sägezahnes liegt genau auf der Mitte des Gleichlaufzeichens, 12,044 = die Phase des Sägezahnes eilt vor, der Anodenstromwert wird größer, 12,045 = die Phase des Sägezahnes bleibt zurück, der Anodenstrom verschwindet

daß dann der richtige Gleichlauf herrscht. R dient also zum Einstellen der Zeilensynchronisierung von Hand. Ändert sich die Kippfrequenz so, daß sich die Phasenlage nach Bild 12,044 ergibt, dann steigt der gesamte Gleichlaufimpuls auf die Spitze des Sägezahnes. Die Anodenstromstöße werden breiter, die Regelspannung größer; sie macht die Gittervorspannung des Kippschwingers positiver, und die Phase bzw. die Frequenz wird wieder richtig hingezogen. Umgekehrt: Verschiebt sich der Sägezahn nach Bild 12,045 nach links, dann fällt der Gleichlaufimpuls herunter, der Anodenstrom bleibt aus, die Regelung wirkt nach der anderen Seite, bis wieder Phasengleichheit erzielt wird. – Wichtig bei dieser Schaltung ist, daß die Amplituden der Gleichlaufzeichen und Sägezähne sowie die Röhreneigenschaften genau gleich bleiben; ändern sie sich, so ändern sich auch Anodenstrom und Regelspannung, und der Kippschwinger fällt außer Tritt.

Bild 12,05. Phasensynchronisierung und Kippspannungserzeugung in einer Doppeltriode

Diese vollständige Schaltung arbeitet mit einer Röhre ECC 82. Das rechte System ist als Sperrschwinger mit Stabilisierungskreis geschaltet. Der Sperrschwinger arbeitet mit induktiver Dreipunktschaltung zwischen Gitter und Anode. Der Stabilisierungskreis besteht aus 5 nF und der einstellbaren Induktivität. Der Ladekondensator hat eine Kapazität von 500 pF. Das linke Röhrensystem dient als Vergleichsstufe. An das Steuergitter des linken Systems werden die Gleichlaufimpulse gelegt. Außerdem wird diesem Gitter vom Zeilen-Ausgangsübertrager über 100 pF der differenzierte Spannungsimpuls zugeführt, der während des Rücklaufes entsteht.

Aus den beiden Oszillogrammen an der Wicklung des Zeilen-Ausgangsübertragers und hinter dem Differenzierglied 500 pF/500 Ω erkennt man sehr gut die differenzierende Wirkung (vgl. Bild 9,11).

Die hohe negative Vorspannung der Vergleichsstufe wird durch die ungewöhnlich großen Katodenwiderstände von 100 kΩ und 160 kΩ erzeugt. Der Ladekondensator beträgt 25 nF. Der Spannungsabfall am 160-kΩ-Widerstand bildet gleichzeitig die Regelspannung für den Sperrschwinger. Der Ladekondensator C der Koinzidenzröhre darf nicht zu groß gemacht werden, weil sonst die Regelung zu träge arbeitet. Damit sich aber kurze Störimpulse nicht auswirken, wird der Kondensator wechselspannungsmäßig durch 3 kΩ in Reihe mit einer großen Kapazität kurzgeschlossen. Der Zeilengleichlauf wird zunächst mit dem 50-kΩ-Stellwiderstand justiert. Die Schaltung arbeitet dann so, wie bereits mit Hilfe der Teilschaltbilder beschrieben.

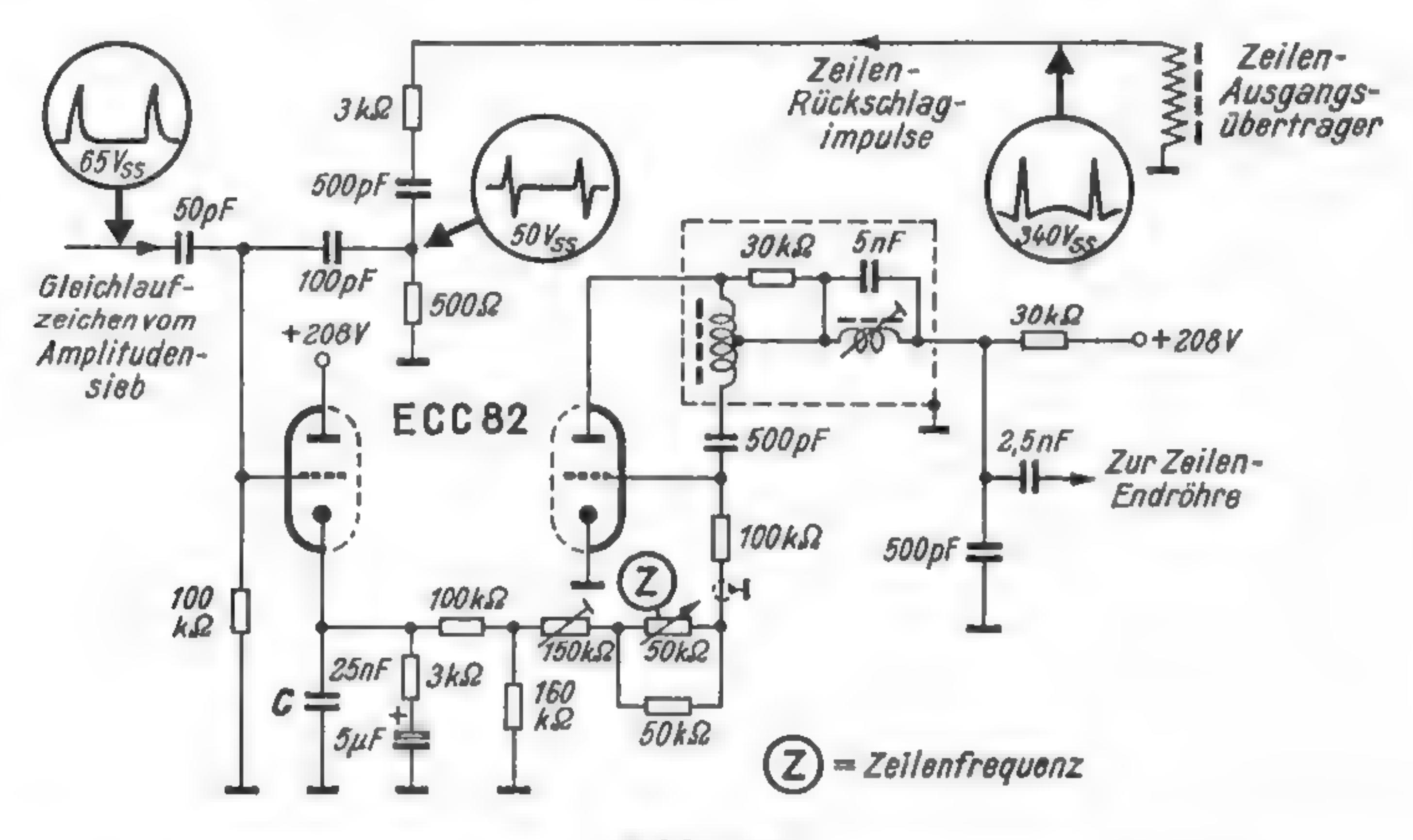


Bild 12,05
Schaltung eines Kippschwingers mit einfacher Phasensynchronisierung (Saba)

Der Vorteil dieser und ähnlicher Anordnungen besteht darin, daß die Wirkung von Störimpulsen stark abgeflacht wird. Die Regelspannung ändert sich zwar durch anhaltende Störungen etwas, die Änderungen verteilen sich aber auf viele Zeilen. Deshalb werden nicht einzelne Zeilen durch Störimpulse ausgerissen, sondern bei starken Störungen verschiebt sich das ganze Bild kurzzeitig etwas, bleibt aber in sich geschlossen. Dies wirkt sich aber weitaus weniger unangenehm aus, als wenn einzelne Zeilen oder Zeilengruppen seitlich herausschießen.

Bild 12,06. Phasendetektor als Vergleichsstufe

Eine oft angewendete Phasenvergleichsschaltung besteht aus einer dem Ratiodetektor ähnlichen Brücke mit zwei Röhren- oder Kristalldioden. Die Gleichlaufzeichen werden in einem Impulstransformator nach Bild 9,16 in positiv und negativ gegen Erde gerichtete Impulse umgewandelt und der Brücke über die Kondensatoren C 1 und C 2 gegenphasig zugeführt. Diese beiden Kapazitäten laden sich dadurch auf die gleiche Spitzenspannung auf, aber mit entgegengesetzter Polarität. Die Spannungen werden über die Widerstände *R* 1 und *R* 2 zusammengeschaltet. Sie heben

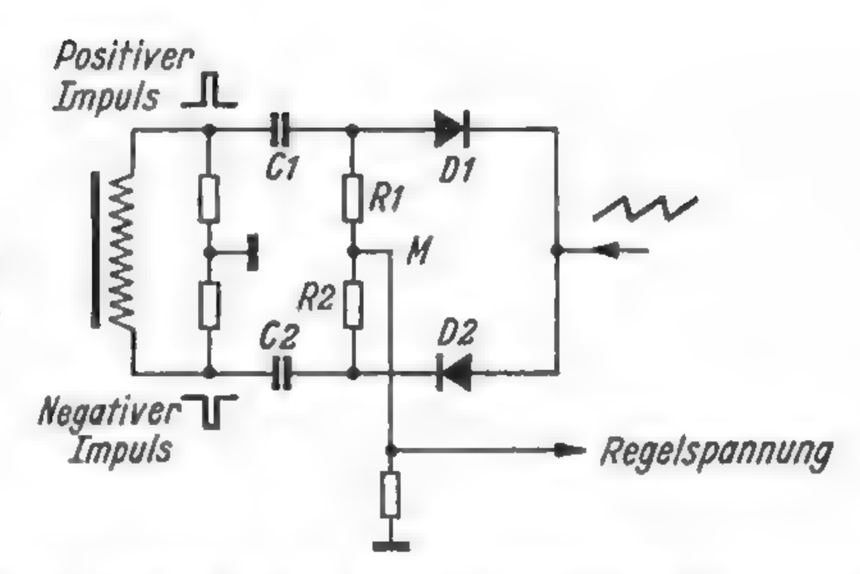


Bild 12,06
Impulstransformator mit zwei Dioden zur Phasensynchronisierung

sich auf, so daß bei M keine Spannung vorhanden ist. Nun überlagert man beiden Impulsen eine gleichphasige Sägezahnspannung aus dem Zeilenausgangsübertrager. An *R* 1 bzw. *R* 2 bilden sich dann Summenspannungen aus den Gleichlaufimpulsen und der Sägezahnspannung.

Bild 12,07. Spannungsverlauf im Phasendetektor

Stimmen die Zeilenfrequenz und die Frequenz der vom Sender kommenden Gleichlaufzeichen genau überein, dann sitzen die Impulse auf der Mitte der Rücklaufflanke (12,071). Die Scheitelwerte an den beiden Kondensatoren sind gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet. Sie heben sich daher auf, und die Regelspannung ist Null. Schwingt der Zeilenoszillator langsamer, dann wandert der Impuls an der

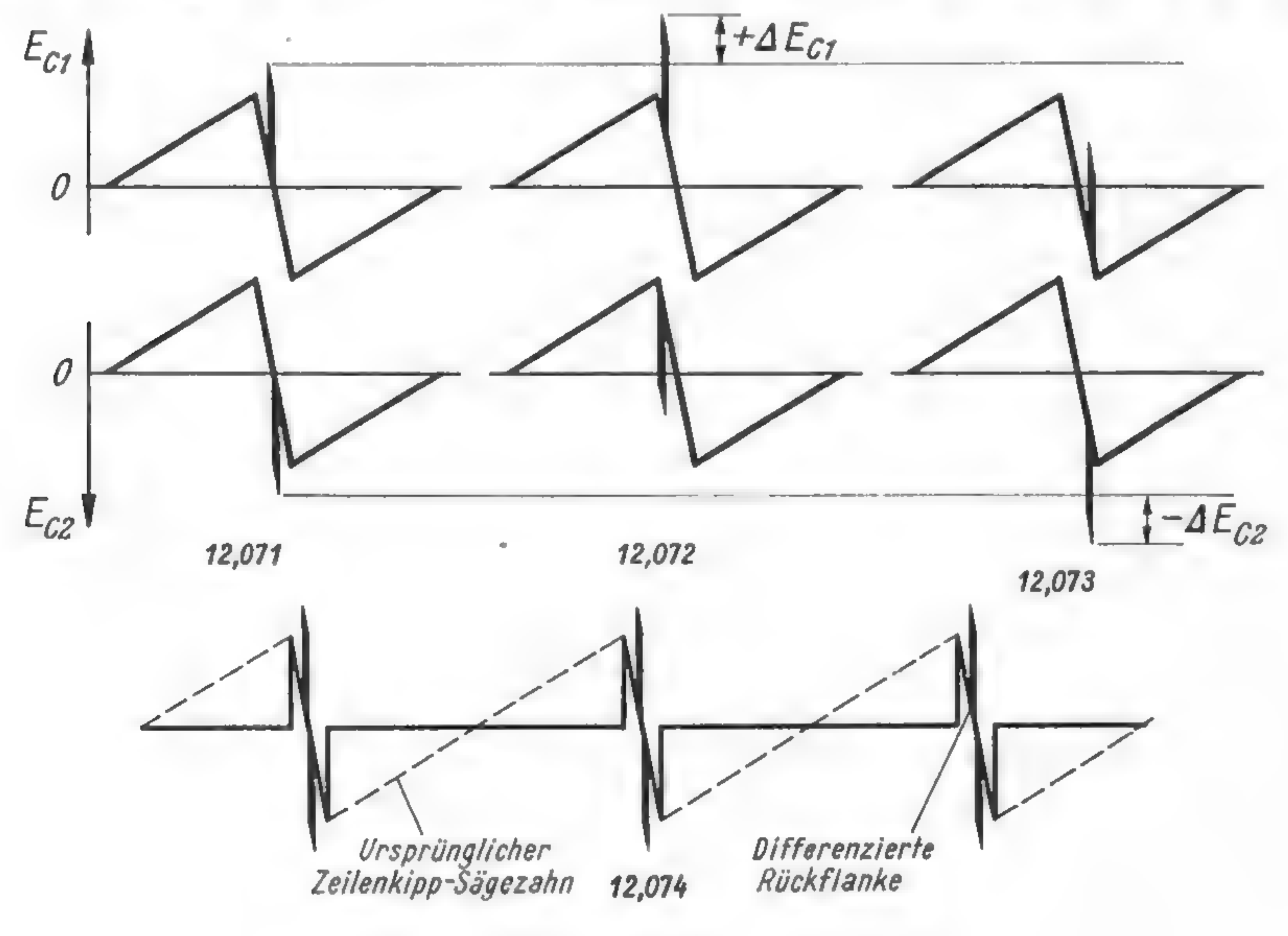


Bild 12,07
Summenspannungen einer Phasenbrücke

steilen Flanke entlang nach oben (12,072). Dadurch wird die Spannung am Kondensator C 1 um den Betrag $+\Delta E_{C1}$ größer. Umgekehrt: schwingt der Oszillator schneller, dann bewegt sich der Impuls nach unten, und an C 2 entsteht ein negativer Spannungsüberschuß $-\Delta E_{C2}$ (Bild 12,073). Diese unsymmetrische Spannungsverteilung hat eine entsprechend nach Plus oder Minus gerichtete Regelspannung zur Folge. Sie wird dem Zeilenkippgenerator zugeführt und schiebt ihn wieder auf die richtige Frequenz.

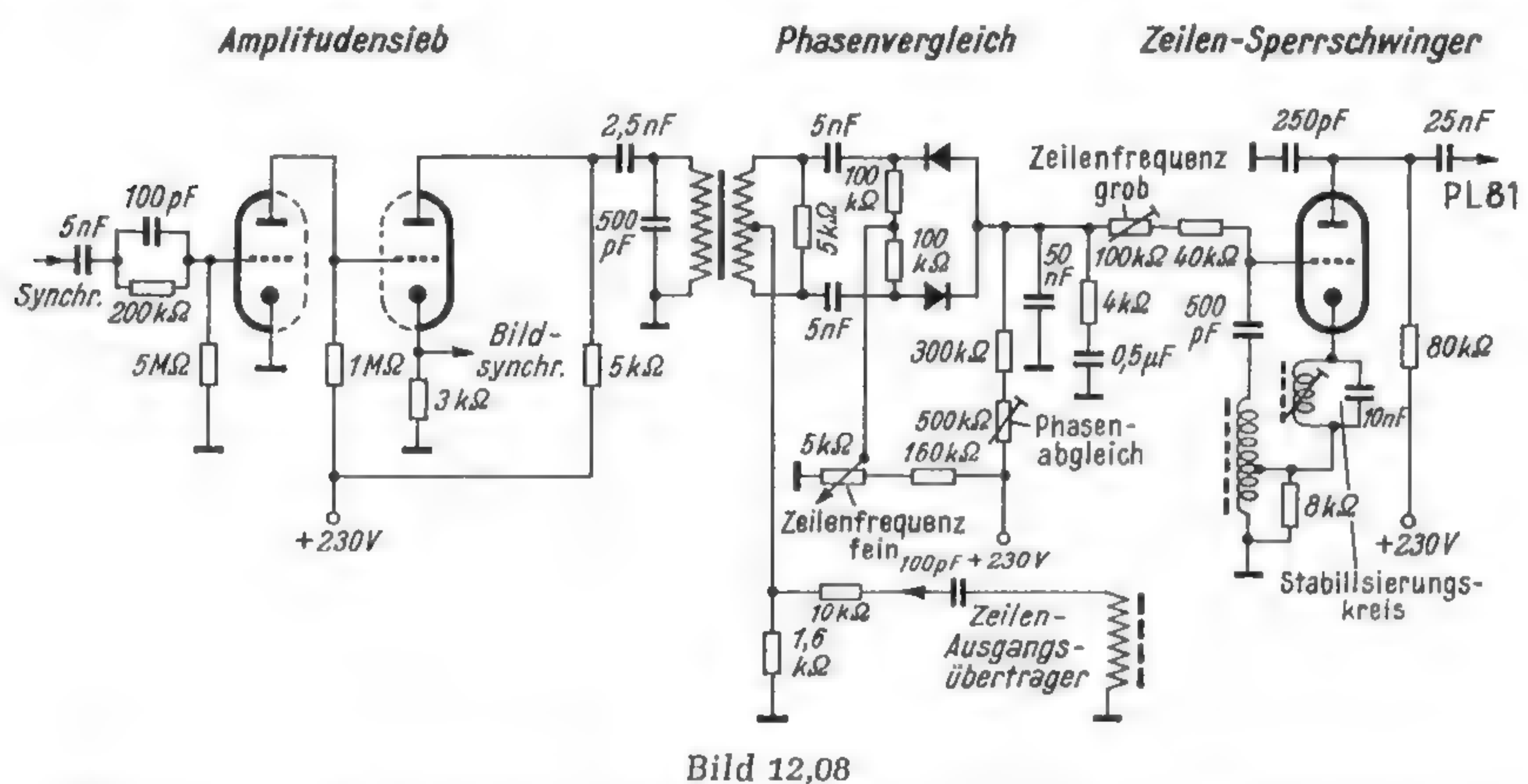


Bild 12,08

Schaltung eines Zeilensperrschwingers mit Phasensynchronisierung (Telefunken)

In der Praxis unterdrückt man vielfach die langsam ansteigende Sägezahnflanke, indem man für die Vergleichsstufe nur die Rückflanke heraustastet. Bild 12,074 zeigt schematisch und zeitlich etwas gedehnt gegenüber den vorigen Teilbildern den Verlauf mit den auf die Rückflanke gesetzten Synchronisierimpulsen. Die gestrichelten Linien geben den ursprünglichen Sägezahn an.

Etwas verwirrend ist bisweilen für den Anfänger, daß sich für die Zeilenkipp-Impulse aus dem Zeilen-Ausgangsübertrager die Bezeichnung *Vergleichsimpulse* eingeführt hat. Man halte sich jedoch stets vor Augen, daß es sich hier um einen geschlossenen Regelkreis nach Bild 12,01 handelt. Diese sogenannten Vergleichsimpulse stellen in Wirklichkeit die Frequenz des frei schwingenden Zeilenkipp-Oszillators dar, und diese Frequenz muß auf den richtigen Wert hingezogen werden. Dieses Regelsystem ist der Kern der Anordnung, und von außen her werden die Synchronisierzeichen vom Amplitudensieb als Sollwert (Sollfrequenz) daraufgegeben.

Bild 12,08. Sperrschwinger mit Phasensynchronisierung

Die Ausgangsspannung des Amplitudensiebes wird über den Impulstransformator im Gegentakt auf die beiden Dioden gegeben. Symmetrisch dazu wird der Sekundärwicklung des Impulstransformators die Sägezahnspannung aus dem Zeilenausgangsübertrager zugeführt. Am Verbindungspunkt der beiden Dioden bildet sich die Regelspannung für den Gitterkreis des Zeilensperrschwingers. Gegenüber Bild 12,06 ergeben sich also einige Unterschiede in bezug auf das Einspeisen bzw. Abnehmen der Spannungen, jedoch ist die grundsätzliche Wirkungsweise gleich. Die Grobeinstellung der Frequenz erfolgt mit dem im Gitterkreis des Sperrschwingers liegenden 100-kΩ-Trimmwiderstand. Zum Feineinstellen wird der Phasenbrücke symmetrisch

über die beiden 100-kΩ-Widerstände eine kleine positive Spannung aus dem Spannungsteiler 160 kΩ/5 kΩ zugeführt. Sie wirkt als zusätzliche Gittervorspannung des Sperrschwingers und beeinflußt den Kippeinsatz bzw. die Frequenz.

Der ziemlich hohe Gitterstrom des Sperrschwingers fließt über die untere Diode nach Masse ab und würde die Schaltung unsymmetrisch machen. Deshalb schickt man aus der Anodenspannungsleitung über die Widerstände 500 kΩ und 300 kΩ einen entgegengesetzt gerichteten gleichgroßen Strom über die Brücke. Er kompensiert also den Gitterstrom und stellt die Symmetrie wieder her. Das genaue Gleichgewicht wird am Regler „Phasenabgleich“ eingestellt.

Der Sperrschwinger arbeitet in Dreipunktschaltung und mit Stabilisierungskreis in der Katodenleitung. Der Ladekondensator von 250 pF wird über den Anodenwiderstand von 80 kΩ aufgeladen und beim Anschwingen des Sperrschwingers entladen. Der Regelkreis schließt sich über die Zeilen-Endstufe und den Zeilen-Ausgangsübertrager.

Bild 12,09. Sinusgenerator mit Phasensynchronisierung

In diesem Bild entspricht die Schaltung der Phasenvergleichsbrücke annähernd der Anordnung in Bild 12,08. Die Gleichlaufzeichen vom Amplitudensieb werden über einen Impulstransformator differenziert; der Mittelabgriff der Sekundärseite erhält eine Spannung aus dem Zeilenausgangsübertrager. Die am Verbindungspunkt der beiden Germaniumdioden erzeugte Regelspannung steuert jedoch die Reaktanzröhre

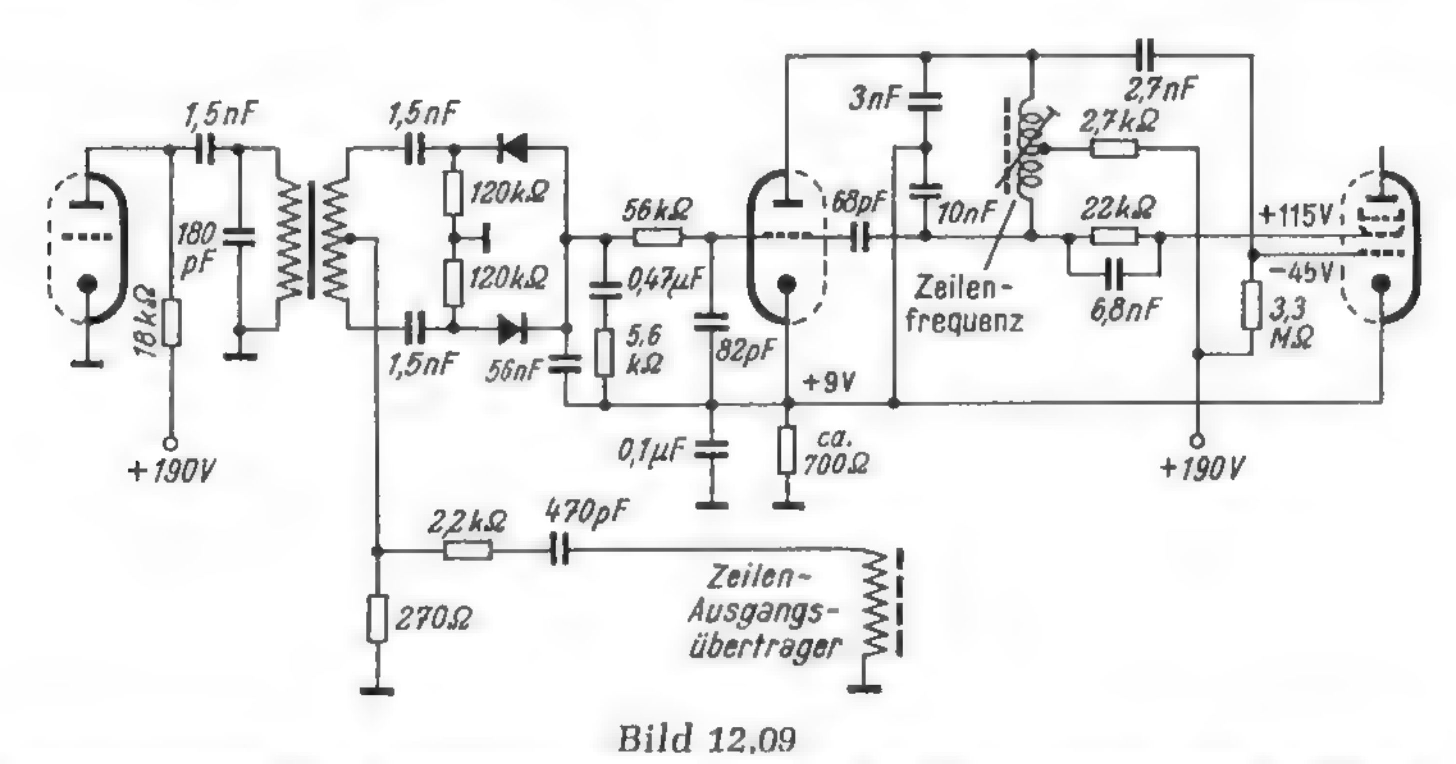


Bild 12,09
Sinusgenerator mit Phasensynchronisierung und Reaktanzröhre (Philips)

eines Sinusgenerators als Stellglied und beeinflußt damit dessen Frequenz. Die Gitter/Anodenstrecke der Reaktanzröhre liegt parallel zum Schwingkreis. Infolge des Gitterkondensators von 82 pF wirkt die Röhre als scheinbare Induktivität, deren Größe von der Steilheit abhängt. Diese Steilheit wird durch die Regelspannung am Gitter beeinflußt, und dadurch wird der Sinusgenerator nachgestimmt. Er arbeitet in Dreipunktschaltung zwischen Katode, Gitter 1 und Gitter 2 des Pentodensystems der ECL 80. Die handbediente Zeilenfrequenzeinstellung erfolgt unmittelbar am Schwingkreis durch Ändern der Selbstinduktion. Der Regelkreis schließt sich über die Zeilen-Endstufe und den Zeilen-Ausgangsübertrager.

Bild 12,10. Phasendetektor ohne Impulstransformator

In dieser Schaltung wird eine abweichende Form des Phasendetektors verwendet. Anstelle eines Impulstransformators, der die beiden gegenphasigen Zeilengleichlaufimpulse liefert, ist hier die zweite Röhre des Amplitudensiebes als Phasenumkehrröhre in Katodyne-Schaltung geschaltet. Im Katoden- und Anodenkreis liegen 1-kΩ-Widerstände, an denen die gegenphasigen Spannungen abgegriffen werden. Vom Zeilenausgangsübertrager wird wie in Bild 12,06 eine Sägezahnspannung an den Verbindungspunkt der Dioden geführt, und die Regelspannung wird am Verbindungspunkt der beiden Symmetrierwiderstände abgenommen. Geregelt wird die Gitterspannung der linken Multivibratorröhre. An ihre Stelle kann auch die Reaktanzstufe eines Sinus-Oszillators treten.

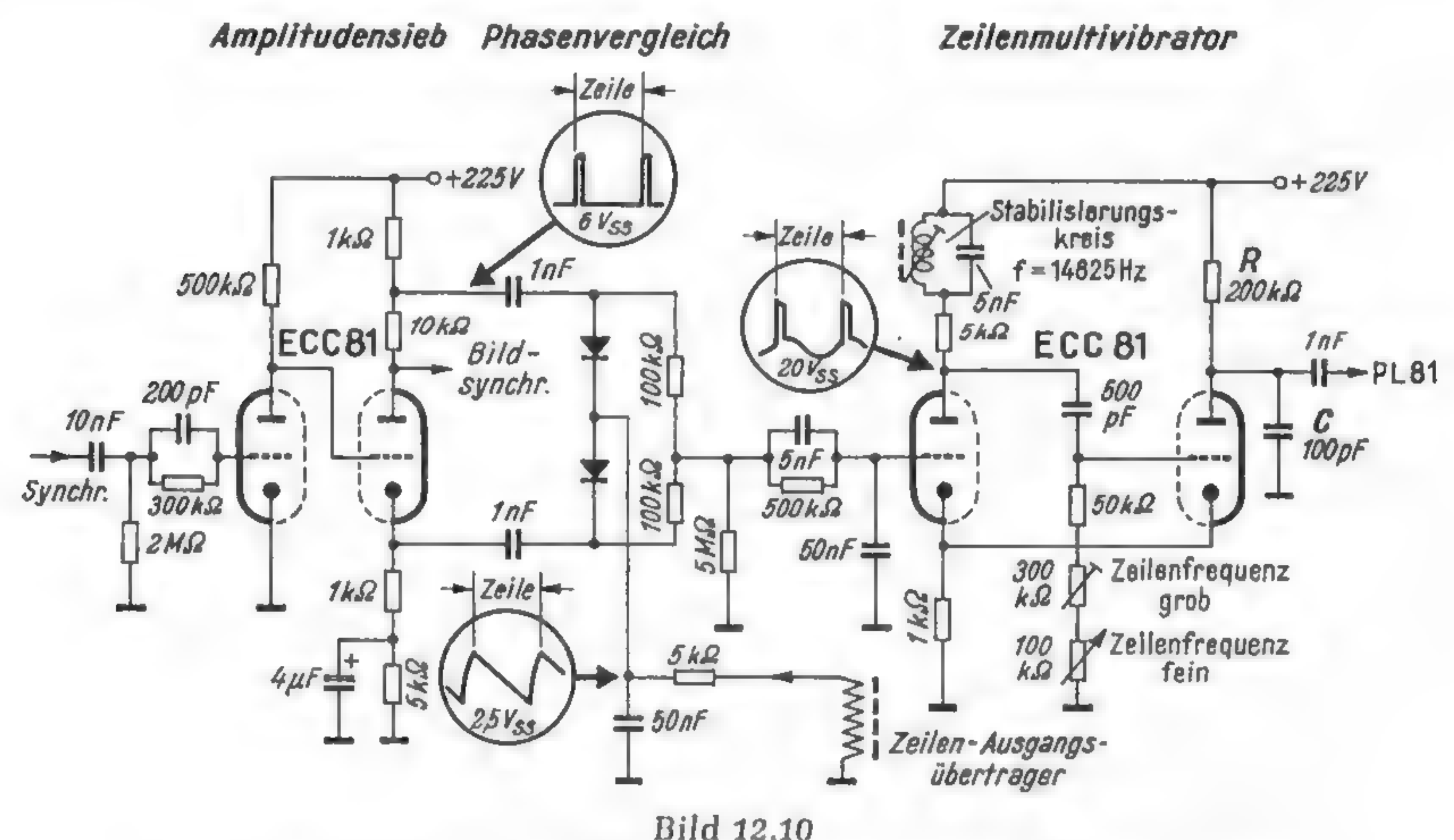


Bild 12,10
Zeilenmultivibrator mit Phasensynchronisierung (Schaub-Lorenz)

Das Oszillogramm an der Anode dieses Systems zeigt den für einen Multivibrator mit Stabilisierungskreis typischen Spannungsverlauf (vgl. Bild 10,21). Die handbediente Frequenzeinstellung liegt im Gitter des rechten Röhrensystems des Multivibrators. Die eigentliche Sägezahnspannung wird an dem RC-Glied an der Anode der rechten Triode durch langsames Aufladen des 100-pF-Kondensators über den 200-kΩ-Anodenwiderstand und durch kurzschlußartiges Entladen beim Zünden der Röhre gebildet. Der Regelkreis schließt sich über die Zeilen-Endröhre PL 81 und den Zeilen-Ausgangsübertrager.

Bild 12,11. Unsymmetrischer Phasendetektor

Diese Schaltung arbeitet ohne Impulstransformator und ohne Phasenumkehrröhre, sondern die vom Amplitudensieb kommenden, in eine Sägezahnspannung umgewandelten Gleichlaufzeichen werden über den 250-pF-Kondensator unmittelbar dem Verbindungspunkt der beiden Dioden zugeführt. Die negativen Spitzen machen die beiden Diodenstrecken leitend und schalten damit den Punkt *A* jeweils kurzzeitig an Masse. An diesen Punkt wird auch über den 30-kΩ-Widerstand der an dem 25-nF-

Kondensator differenzierte Rücklaufimpuls (115 V_{ss}) aus dem Zeilentransformator geführt. Je nach dem Zeitpunkt, in dem die beiden Dioden den Punkt *A* an Masse legen, wird die Nullinie der Sägezahnspannung an Punkt *A* nach oben oder unten verschoben.

Bei absolutem Gleichlauf bleibt die mittlere Spannung Null. Schwingt der Multivibrator zu schnell, dann entsteht am Punkt *A* eine positive Gleichspannung. Bei zu

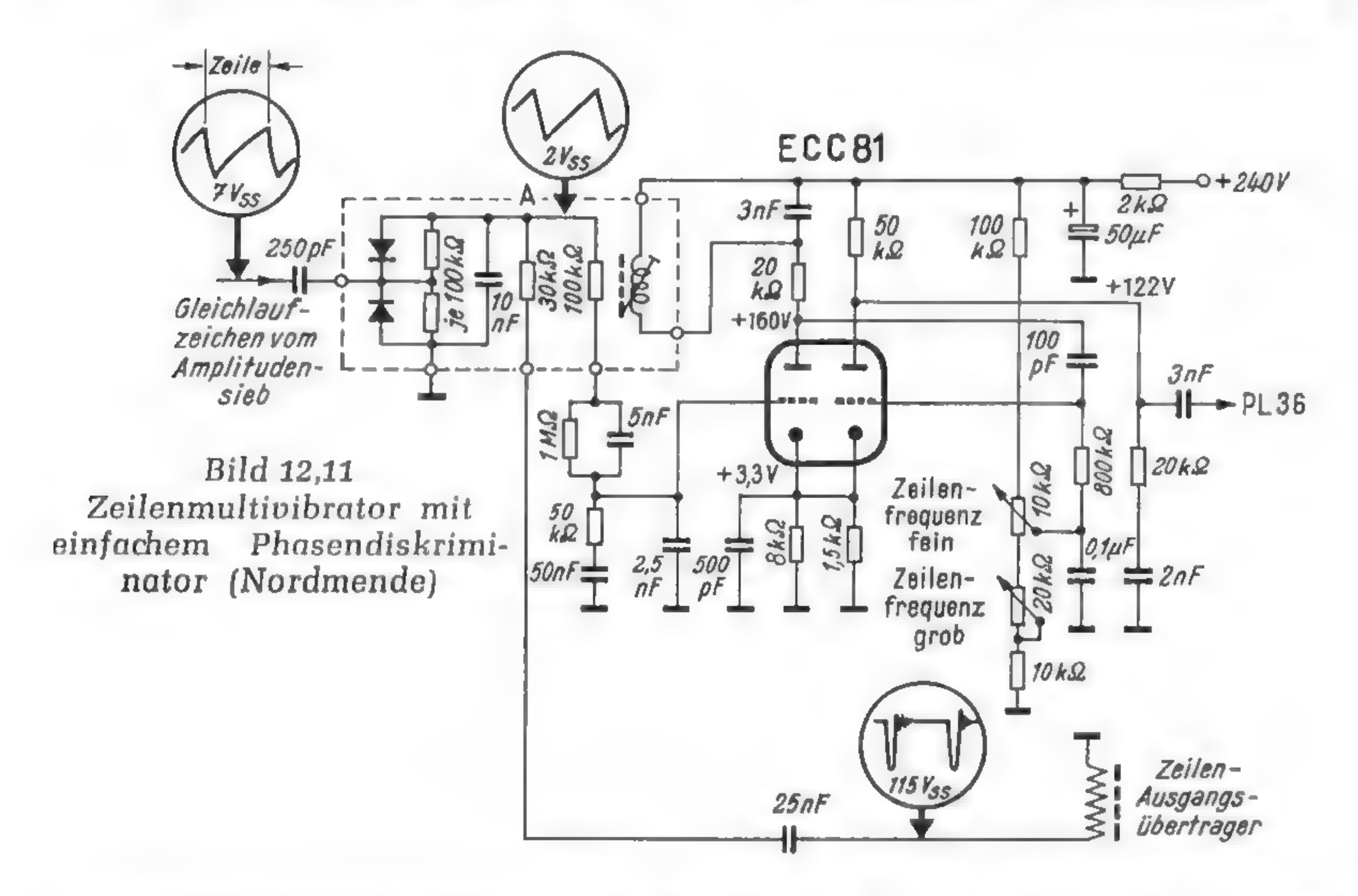


Bild 12,11 Zeilenmultivibrator mit einfachem Phasendiskriminator (Nordmende)

langsamer Multivibratorfrequenz ergibt sich eine negative Schiebespannung für den Multivibrator. Diese Regelspannung steuert so nach, daß innerhalb eines bestimmten Bereiches die Frequenz im Takt der Gleichlaufimpulse gehalten wird. Die handbediente Frequenzeinstellung erfolgt auch hier wieder im Gitterkreis des anderen Triodensystems des Multivibrators. Der Regelkreis wird über die Endröhre PL 36 und den Zeilen-Ausgangsübertrager geschlossen.

Bild 12,12. Halte- und Fangbereich der Synchronisierung

Jede Regelung hat ihre Grenzen. Soll beispielsweise die Temperaturregelung einer Ölfeuerung die Zimmertemperatur auf + 20° C konstant halten und im Freien herrschen im Sommer + 30° C, dann kommt die Ölfeuerung nicht mehr mit, denn sie kann nur heizen, aber nicht kühlen, das Zimmer wird also zu warm. Würde dagegen eine arktische Kälte auftreten, dann kann es sein, daß die Leistung der Heizanlage nicht mehr ausreicht, um das Zimmer auf + 20° C hochzuheizen.

Bei den Phasensynchronisierschaltungen der Fernsehempfänger unterscheidet man nach Bild 12,121 zwei Bereiche, den *Fang-* und den *Haltebereich*. Als Fangbereich bezeichnet man das Gebiet, in dem die Frequenz des Zeilenoszillators mit Sicherheit eingefangen und auf den Sollwert Null hingezogen wird. Selbst wenn der Zeilenoszillator von diesem Gebiet noch weiter auswandert, wird seine Frequenz auch innerhalb des Haltebereiches noch auf den Sollwert festgehalten.

Fallen jedoch jetzt z. B. beim Umschalten im Sender kurzzeitig die Synchronisierimpulse aus, dann schwingt der Zeilenoszillator frei auf seiner eigenen Frequenz. Liegt sie zufällig außerhalb des Fangbereiches, dann kann beim Wiederkehren der

Zeilenimpulse vom Sender nicht mehr synchronisiert werden, die „Zeile läuft durch". Man muß dann mit Hilfe des handbedienten Frequenzeinstellers den Zeilenoszillator zunächst wieder in den Fangbereich hineinschieben. Dann rastet die Synchronisierung wieder ein, und das Bild steht.

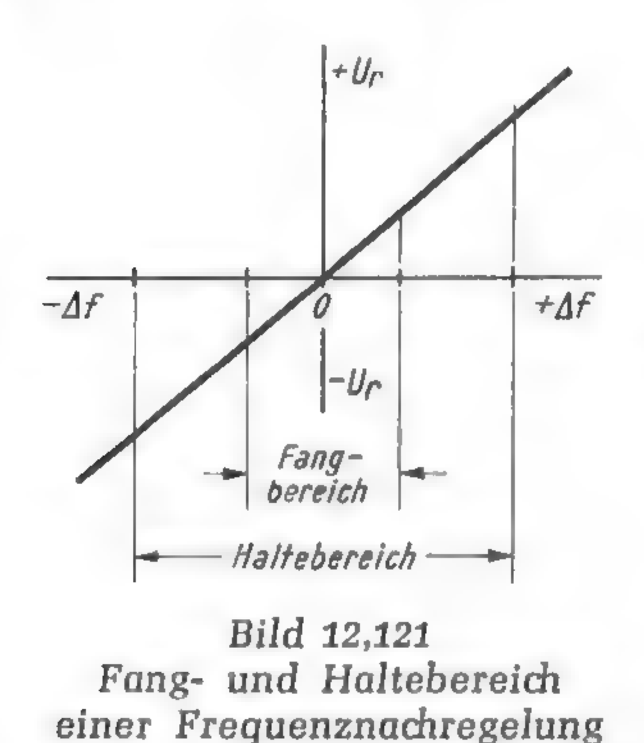


Bild 12,121
Fang- und Haltebereich einer Frequenznachregelung

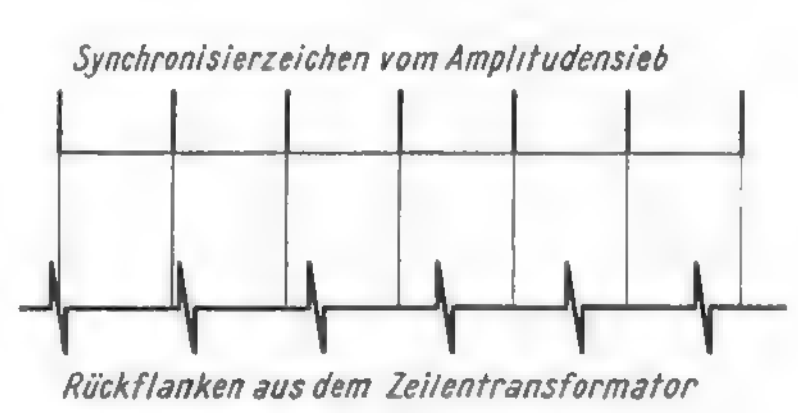


Bild 12,122
Auseinanderfallen von Synchronisierzeichen und Kippspannungsimpulsen bei großem Frequenzunterschied

Dieses gelegentliche Ausfallen der Synchronisierung und das Nachstellen von Hand wollte man auch noch beseitigen und verfeinerte die Synchronisierschaltungen zur *Zeilenautomatik*. Um ihre Wirkungsweise zu verstehen, kann man folgende Überlegung anstellen: Im Fangbereich arbeitet die Phasensynchronisierung, wie in Bild 12,07 erläutert. Es bestehen tatsächlich nur Phasenunterschiede zwischen Synchronisierimpuls vom Sender und Ablenkspannung aus dem Zeilentransformator. Weicht die Frequenz des Zeilenoszillators jedoch stärker ab, dann laufen die Zeichen vom Amplitudensieb und vom Zeilenoszillator nach Bild 12,122 ständig aneinander vorbei, so daß die Vergleichsstufe nicht arbeiten und keine Nachregelspannung liefern kann, weil sich keine Phasenbeziehungen ausbilden. Das geht auch aus der Diskriminatorkurve Bild 7,112 hervor. Jenseits der beiden höchsten Punkte der S-Kurve fällt die Nachregelspannung steil ab und wird dann Null.

Bild 12,13. Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung

Bei den bisher besprochenen Phasensynchronisierschaltungen wird die gewonnene Regelspannung gesiebt und dem Stellglied zugeführt. Dabei ergibt sich folgender Zwiespalt: Je stärker die Siebung ist, desto besser wird die Störbefreiung. Serien von Zündfunken werfen also die Synchronisierung nicht aus dem Tritt. Je stärker aber die Siebung ist, desto kleiner ist der Fangbereich. Eine weggelaufene Kippfrequenz zieht sich schwer wieder richtig hin. Man muß für diese Fälle eine Handnachstimmung vorsehen. Dies liegt daran, daß bei starken Frequenzabweichungen nach Bild 12,122 die Frequenzen aneinander vorbeilaufen, somit wird überhaupt keine Regelspannung gebildet und der Zeilenkipp-Oszillator weiß nicht, was er tun soll. Ganze Zeilengruppen verschieben sich dann stark nach links oder rechts.

Bei neueren Phasenvergleichsschaltungen paßt man nun gewissermaßen die Zeitpunkte ab, bei denen doch einmal wie am Beginn von Bild 12,122 ein Synchronisierimpuls mit einem Impuls aus dem Zeilentransformator zusammenfällt. Daraus bildet man an einem Speicherkondensator eine Regelspannung, die so wenig belastet wird, daß sie bis zum nächsten Zusammentreffen zweier Impulse vorhält. Die üblichen Phasenvergleichsschaltungen arbeiteten mit Dioden, deren Sperrwiderstand niemals unendlich groß sein kann. Über diese Sperrwiderstände würde die gespeicherte

Regelspannung abfließen und verschwinden. In der erweiterten Synchronisierschaltung werden deshalb anstelle von Germaniumdioden Röhrendioden verwendet, die einen unendlich hohen Sperrwiderstand aufweisen.

Die Schaltung entspricht etwa der Phasenvergleichsstufe von Bild 12,10. Anstelle der Germaniumdioden sind jedoch die Diodenstrecken einer Röhre EAA 81 getreten. Über zwei Vorschaltwiderstände von 33 kΩ liegt ein Speicherkondensator C von 0,1 μF über beide Diodenstrecken. Daran schließt sich der Gleichstromkreis mit insgesamt 5,4 MΩ Widerstand. Im normalen Fangbereich arbeitet die Schaltung wie bisher und liefert eine aus der Phasenabweichung gebildete Nachstimmspannung. Am Speicherkondensator C entsteht durch das Gleichrichten der Zeilensynchronisierimpulse eine ziemlich hohe Gleichspannung (bis zu 150 V), und zwar ist ihr Minuspol zur Anode der oberen Diode gerichtet. Die Dioden sind demnach negativ vorgespannt, und nur die äußersten Spitzen der aufeinandergebauten Zeilenkipp- und Synchronisierimpulse ergeben einen kurzen Stromstoß, man arbeitet mit Spitzengleichrichtung.

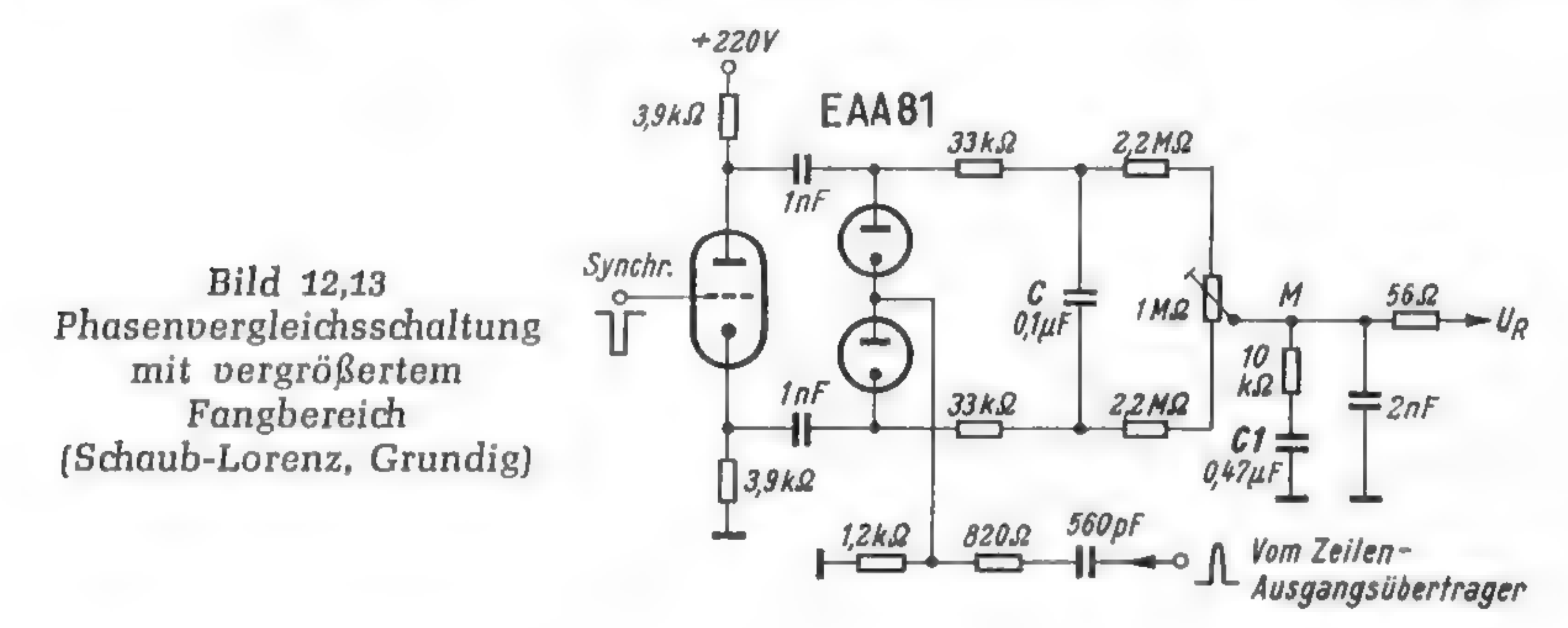


Bild 12,13
Phasenvergleichsschaltung mit vergrößertem Fangbereich (Schaub-Lorenz, Grundig)

Auf die eigentliche Nachstimmspannung U_R hat die Gleichspannung am Kondensator C keinen Einfluß. Mit dem 1-MΩ-Trimmwiderstand sucht man sich gewissermaßen den neutralen Punkt davon heraus, ja man kann sogar die Gittervorspannung der folgenden Reaktanzstufe daran abgreifen. Fallen jetzt jedoch die Frequenzen weit auseinander, dann wird am Mittelpunkt M die Spannung nicht zu Null, sondern bei dem regelmäßig in gewissen Abständen auftretenden Zusammenfallen von Synchron- und Zeilenkippimpuls überwiegt kurzzeitig die Spannung an einer der beiden Dioden und ladet den Kondensator C etwas auf. Wegen der hohen Widerstandswerte von zusammen 5,4 MΩ behält er praktisch seine Ladung bis zum nächsten zeitlichen Zusammentreffen. Seine nun gegen den Punkt M unsymmetrische Spannung liefert jetzt jedoch eine Nachregelspannung, die den Zeilenkipp-Oszillator wieder in den Fangbereich zurückholt.

Auch beim vollständigen Ausbleiben der Synchronisierimpulse für kurze Zeit hält der Speicherkondensator zunächst den zuletzt eingenommenen Spannungswert und damit die Synchronisierung für einige Zeit aufrecht. Die Zeilensynchronisierimpulse können z. B. ausbleiben, wenn sehr starke Störimpulse das Amplitudensieb übersteuern und zustopfen.

Die normale Regelspannungssiebung erfolgt durch den Kondensator C 1 und kann wie üblich bemessen werden. Die Schaltung Bild 12,13 erweitert den Fangbereich von etwa 200 Hz Breite bis auf 1000 Hz Breite von der Sollfrequenz ab. Eine handbediente Nachstimmung erübrigt sich damit.

Bild 12,14. Umschalten der Regelzeitkonstante

Man kann dem anfangs des vorigen Bildes beschriebenen Zwiespalt *stärkere Siebung der Regelspannung – kleinerer Fangbereich* dadurch umgehen, daß man lediglich beim Ausbleiben der Synchronisierzeichen oder bei sehr starken Frequenzabweichungen den Siebkondensator in der Regelspannungsleitung verkleinert und somit den Fangbereich vergrößert, bis die normale Phasensynchronisierung wieder arbeitet. Man benutzt dazu im Prinzip eine Schaltdiode *D* nach Bild 12,141. Sie wird geöffnet, wenn die Frequenzabweichung zu groß ist und verringert dann die Siebkapazität von 0,1 µF auf 1 nF.

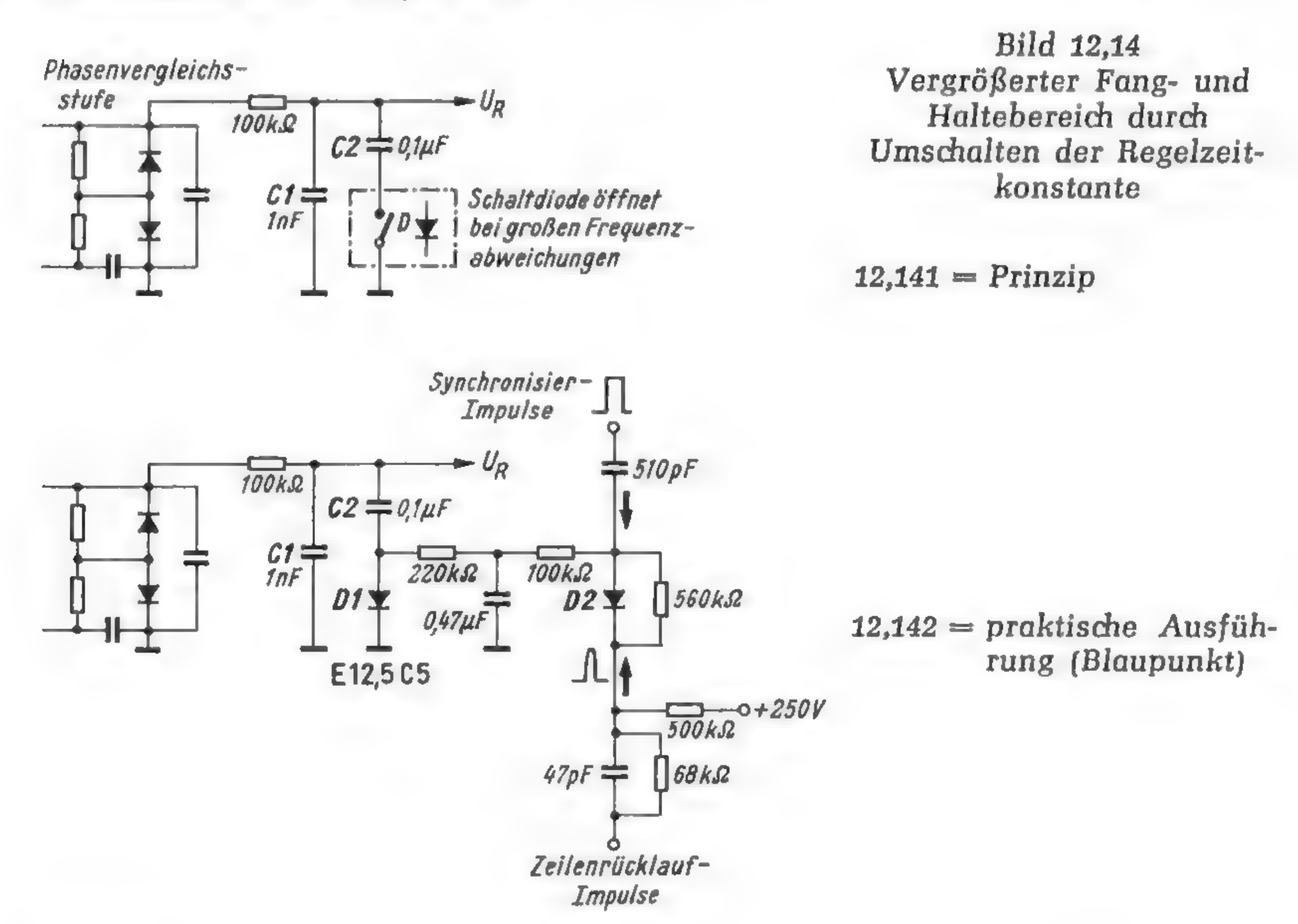


Bild 12,14
Vergrößerter Fang- und Haltebereich durch Umschalten der Regelzeitkonstante

12,141 = *Prinzip*

12,142 = *praktische Ausführung (Blaupunkt)*

Die ausführliche Anordnung zeigt Bild 12,142. Außer der Diode *D* 1 ist noch eine weitere Diode *D* 2 vorhanden. Ihrer Anode werden positiv gerichtete Zeilensynchronisierimpulse zugeführt, ihrer Katode ebenfalls positiv gerichtete Rücklaufimpulse aus dem Zeilenausgangsübertrager. Wenn die Synchronisierung richtig arbeitet, fallen die beiden Impulse zeitlich zusammen. Außerdem liegt das gesamte Widerstandsnetzwerk an einer positiven Gleichspannung. Dadurch ist die Anode der Diode *D* 1 positiv. Sie führt Strom, schaltet also den Kondensator *C* 2 an Masse und vergrößert die Siebkapazität der Regelleitung.

Die positive Amplitude des Zeilenrücklaufimpulses ist etwas größer als die des Synchronisierimpulses. Dadurch ist die Katode der Diode *D* 2 positiv, diese Diode sperrt und hat keinen Einfluß. Sie wirkt als Antikoinzidenzstufe (vgl. Bild 7,142). Bleibt jedoch die Synchronisierung aus, dann fallen Synchronisierimpulse und Zeilenrücklaufimpulse nicht mehr zusammen. Während der positiven Synchronisierimpulse wird nun die Diode *D* 2 durchlässig, wirkt als Gleichrichter und bildet eine negative Richtspannung an ihrer Anode. Diese negative Spannung überträgt sich die Anode der Diode *D* 1, sperrt diese und schaltet den Kondensator *C* 2 ab. Der Fangbereich vergrößert sich, und der Zeilenkipp-Oszillator kann wieder Tritt fassen.

Bild 12,15. Prinzip der umschaltbaren Zeilenautomatik

Ist der Zeilenkippgenerator aus dem Tritt gefallen, dann muß man entweder von Hand wieder die Zeilenfrequenz einfangen oder, wie in den beiden vorhergehenden Bildern besprochen, den Fangbereich vergrößern. Bei sehr großen Frequenzabweichungen ist demnach die sonst wegen ihrer Störfreiheit so günstige Phasensynchronisierung nicht zweckmäßig. Hier würde eine einfache Frequenzsynchronisierung, bei der die Synchronimpulse direkt den weggelaufenen Zeilenoszillator wieder in Tritt bringen, vorteilhafter sein.

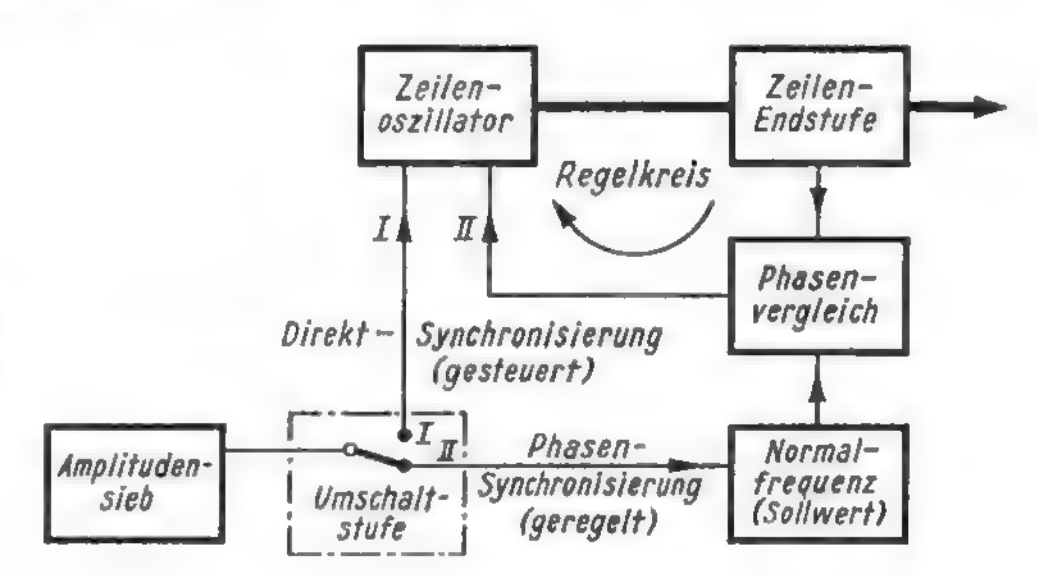


Bild 12,15
Prinzip der Umschaltung von Phasensynchronisierung auf Direktsynchronisierung eines Zeilenoszillators

Die jetzt besprochene Zeilenautomatik-Schaltung vereinigt nun gewissermaßen beide Verfahren. Außerhalb des Fangbereiches wirken die Synchronisierimpulse über den Kanal I direkt auf den Zeilenfrequenzoszillator ein, und zwar solange, bis der weggelaufene Oszillator wieder in den Fangbereich hineingesteuert ist. Dann schaltet sich das Gerät selbsttätig auf Phasensynchronisierung um. Hierbei dienen in bekannter Weise die Synchronisierzeichen als Normalfrequenz (Sollwert). Sie werden in der Phasenvergleichsstufe mit der Frequenz des Zeilenkippgerätes verglichen. Daraus wird die Regelgleichspannung gebildet, die über den Kanal II den Zeilenoszillator auf der richtigen Frequenz hält.

Infolge der Umschaltstufe und der selbsttätigen Direktsynchronisierung bei großen Frequenzabweichungen ist der handbediente Zeilenfrequenzeinsteller nicht mehr notwendig. Er wird als Abgleichtrimmer oder als Grobeinstellung für den Service in das Innere des Gerätes verlegt.

Bild 12,16. Zeilenautomatik mit Umschaltstufe

Der obere Teil dieser Zeilenautomatik-Schaltung entspricht den bisher besprochenen Anordnungen zur Phasensynchronisierung. Von der Anode der zweiten Stufe des Amplitudensiebes werden über ein zweistufiges Differenzierglied die Zeilensynchronimpulse dem Phasendetektor zugeführt. Vom Zeilentransformator her gelangt außerdem die erforderliche Zeilen-Sägezahnspannung mit 12 V_{ss} an die Phasenvergleichsschaltung. Frequenzabweichungen werden in eine Gleichspannung umgewandelt. Diese Phasensynchronisierspannung regelt im Fangbereich das linke Triodensystem des Zeilenmultivibrators über den Leitungszug II nach.

Die zusätzliche Umschaltstufe besteht aus einer Doppeltriode ECC 82. Ihren Steuergittern werden gegenphasige Synchronisierimpulse zugeführt, und zwar liegt am Gitter des linken Systems ein positiver Impuls von 23 V_{ss} aus der zweiten Stufe des Amplitudensiebes. Außerdem wird der zugehörigen Anode vom Zeilentransformator her ein positiver Zeilenimpuls von etwa 550 V_{ss} zugeführt. Gleichspannungsmäßig liegt die Anode über 40 kΩ an Masse, führt also keinen Anodenstrom.

Nun sei angenommen, die Frequenz des Multivibrators liege im Fangbereich. Dann treffen die Impulse an Gitter und Anode des linken Triodensystems der Umschaltstufe gleichzeitig ein, sie sind in Koinzidenz (vgl. Bild 7,123), Gitter und Anode werden kurzzeitig positiv, es fließt ein Anodenstromstoß. Die Röhre wirkt als Spitzengleichrichter, und an der Anode entsteht eine Spannung von etwa – 23 V. Sie wird mit 1 MΩ und 0,1 μF gesiebt und erscheint als negative Vorspannung am Steuergitter des rechten Systems und sperrt es vollständig. Die dort befindliche Impulsspannung kann nichts ausrichten, da sie ebenfalls negativ gerichtet ist. An der Anode des rechten Systems passiert also von der Umschaltstufe über den Kanal I her nichts, und der Multivibrator mit seinem Stabilisierungskreis arbeitet unentwegt weiter.

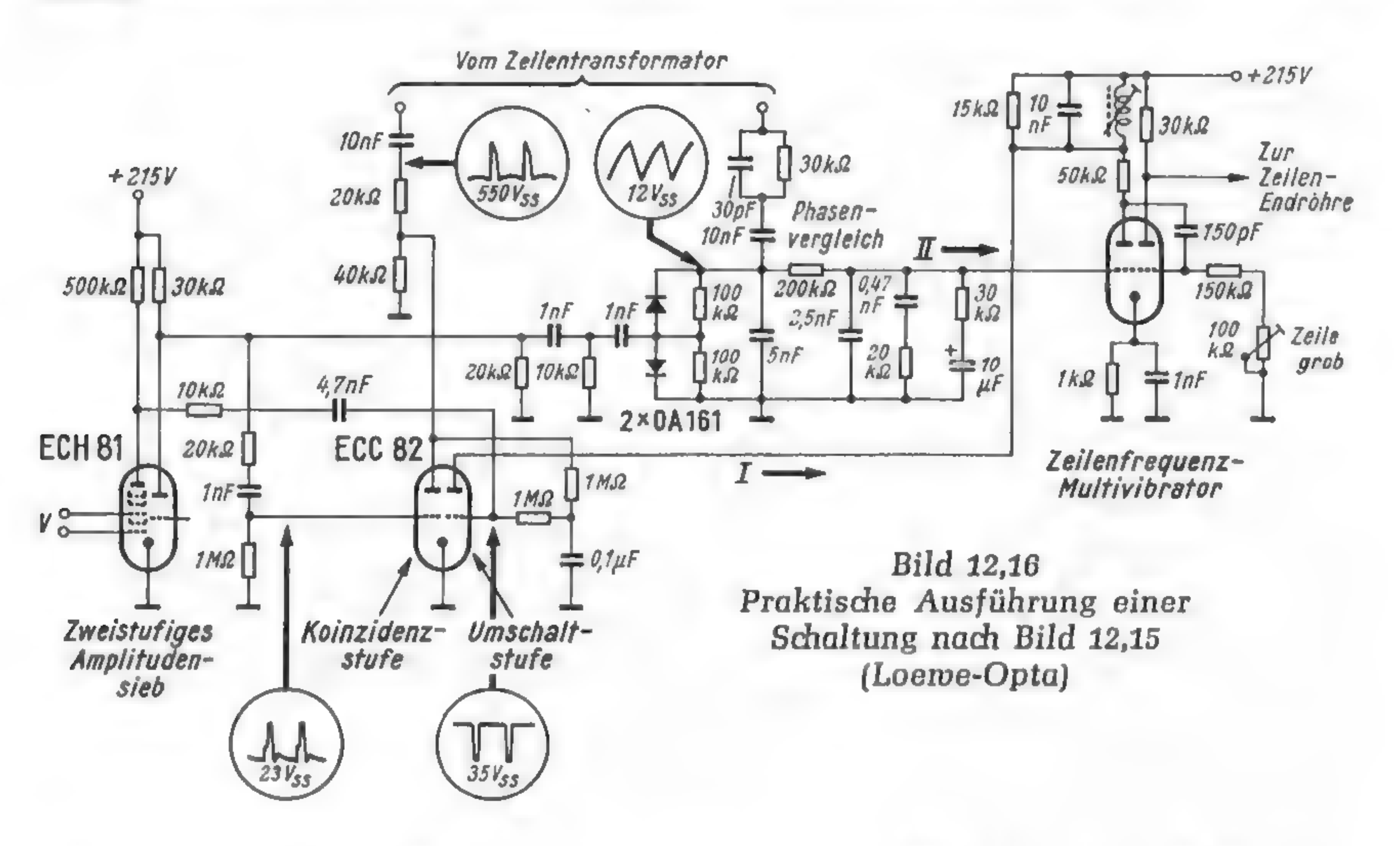


Bild 12,16
Praktische Ausführung einer Schaltung nach Bild 12,15 (Loewe-Opta)

Fällt jetzt der Zeilenmultivibrator sehr stark aus dem Tritt, dann kann die Phasenvergleichsstufe keine Regelspannung mehr bilden und über den Kanal II liefern. Die Impulse an Anode und Gitter der Koinzidenzröhre weichen zeitlich so stark voneinander ab, daß keine Sperrspannung für das rechte System mehr gebildet wird. Jetzt können die am Steuergitter liegenden Synchronimpulse dieses rechte Triodensystem aussteuern. Infolge der Phasenumkehr treten positive Impulse an der Anode auf. Sie synchronisieren nun direkt über den Kanal I die Anode des linken Multivibratorsystems mit dem Stabilisierungskreis, bis der Oszillator wieder in den Fangbereich hineingezwungen ist. Darauf übernimmt die Phasensynchronisierstufe wieder die Arbeit, und die Direkt-Synchronisierstufe setzt sich still.

Bild 12,17. Bildbreitenstabilisierung

Breite und Höhe des Schirmbildes sollen bei Netzspannungsschwankungen und sonstigen Einflüssen konstant bleiben, denn es wäre sehr störend, wenn das Bild sich dehnt oder zusammenzuckt. Konstante Bildbreite bedeutet, daß die Zeilenablenkspannung am Ausgangsübertrager konstant sein muß. Im dargestellten Beispiel wird dies durch einen Regelkreis vom Abgriff 3 am Zeilenausgangsübertrager über den Kondensator *C* 2 zum VDR-Widerstand *R* 4 und von dort weiter über die Widerstände *R* 3, *R* 2 und *R* 1 zum Gitter der Zeilen-Endröhre erzielt.

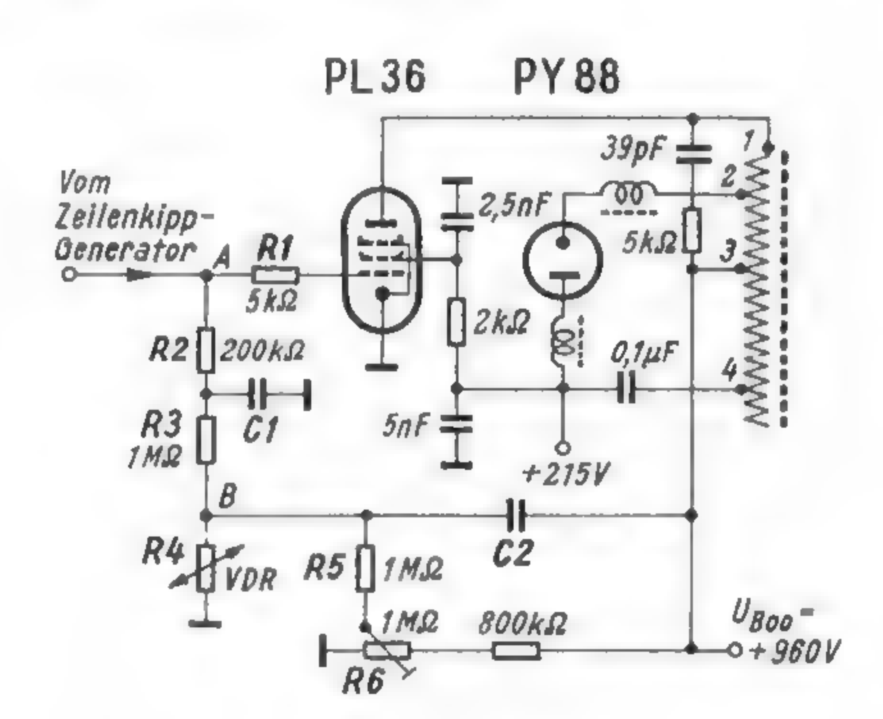


Bild 12,17
Bildbreitenstabilisierung durch eine Regelschaltung mit einem VDR-Widerstand

Der VDR-Widerstand *R* 4 wirkt dabei als Fühler nach Bild 7,23 und die Röhre PL 36 als Stellglied. Der VDR-Widerstand erhält aus dem Potentiometer *R* 6 eine positive Vorspannung und zugleich über den Kondensator *C* 2 die Zeilenablenkspannung. Durch Gleichrichten an seiner gekrümmten Kennlinie entsteht am Punkt *B* eine negative Richtspannung. Sie überwiegt die vom Potentiometer *R* 6 herrührende positive Spannung so weit, daß sich beim Punkt *A* am Gitter der Röhre PL 36 eine negative Vorspannung ergibt. Sie wird mit dem Potentiometer *R* 6 auf – 52 V im Normalbetrieb eingestellt. Steigt die Amplitude am Zeilenausgangsübertrager, dann wird auch diese negative Vorspannung größer, die Röhre PL 36 wird also zugeregelt und damit die Amplitude am Anodenkreis herabgesetzt. Bei verringerter Amplitude am Zeilenausgangsübertrager tritt der umgekehrte Vorgang ein.

Dadurch daß ein Teil der am Punkt *B* erzeugten negativen Spannung durch die über den Widerstand *R* 5 kommende positive Spannung kompensiert wird, ändert sich die Differenzspannung *prozentual* stärker als die Spannung am Zeilenausgangsübertrager. Die Anordnung stellt also gleichzeitig eine Art Regelspannungs-Verstärker dar. Die Regelschaltung hält nicht nur die Bildbreite, sondern auch die vom Zeilenausgangsübertrager abgeleitete Hochspannung sowie die Boosterspannung konstant. Da diese auch meist den Bildkippgenerator speist, wird somit auch die Bildhöhe zum Teil stabilisiert.

Bild 12,18. Bildkippfrequenz-Automatik

Um die Handnachstimmung auch beim Bildkippteil zu ersparen, wurden gleichfalls Automatikschaltungen geschaffen. Der rechte Teil dieser Schaltung stellt einen Bild-

ablenk-Multivibrator nach Bild 10,20 dar. Seine entsprechenden Schaltelemente sind wie dort mit C_1, C_2, Ra_1, Rg_2 bezeichnet. Er enthält einen zusätzlichen Gegenkopplungsweg von der Anode zum Gitter des Endröhrensystems, mit dem die *Bildlinearität oben* eingestellt wird. Die Gesamtlinearität justiert man am 1-MΩ-Potentiometer im Gitterkreis des Endröhrensystems ein.

Synchronisiert wird normalerweise direkt an der Anode der Multivibratortriode mit negativen Synchronisierimpulsen von 65 V_{ss}. Sie werden an der Integrationskette links gewonnen und im linken Triodensystem der Röhre ECC 81 verstärkt und begrenzt. Bei jeder Direktsynchronisierung muß der Kipp-Oszillator von sich aus etwas langsamer schwingen, um dann durch die Synchronisierimpulse auf die richtige Frequenz *gehetzt* zu werden (vgl. Bild 10,07). Treffen also die Impulse zeitlich eher an der Anode der Multivibratortriode ein als es der freien Schwingung des Multivibrators entspricht, dann wird er synchronisiert.

Das rechte System der Doppeltriode ECC 81 dient als Antikoinzidenzröhre. An ihrem Gitter liegt der *negativ* gerichtete Synchronisierimpuls von der Anode des linken Systems. An ihrer Anode liegt dagegen ein *positiv* gerichteter Impuls aus dem Bildkipp-Ausgangsübertrager, der durch die Schaltelemente 82 kΩ und 15 nF von 1200 V_{ss} auf 185 V_{ss} herabgesetzt wird. Bei richtiger Synchronisierung treffen beide Impulse gleichzeitig bei der Röhre ein und heben sich in ihrer Wirkung ziemlich auf. Dadurch fließt nur ein sehr geringer Anodenstrom, der am 47-kΩ-Katodenwiderstand einen kleinen positiven Spannungsabfall erzeugt. Außerdem fließt jedoch im Gitterkreis der schwingenden Multivibratortriode ein Gitterstrom und bewirkt eine negative Vorspannung. Beide Ströme addieren sich, so daß an der Katode der Koinzidenzröhre eine negative Vorspannung von − 2,5 V herrscht.

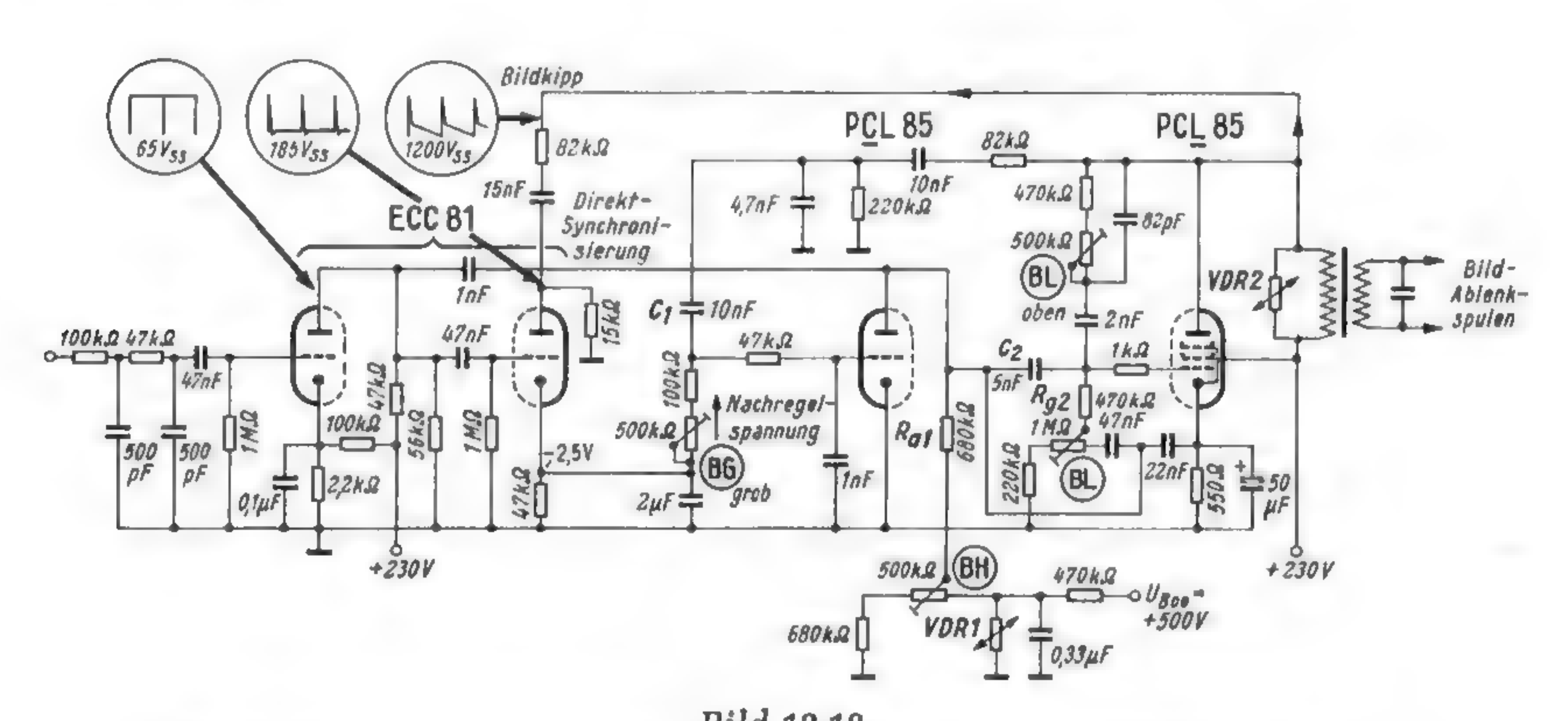


Bild 12,18
Bildkippfrequenz-Automatik mit Gleichspannungsnachregelung und Direktsynchronisierung (Loewe-Opta)

Wird die Multivibratorfrequenz höher als die Synchronisierfrequenz, dann treffen Synchronisierimpuls und Vergleichsimpuls aus dem Bildkipp-Ausgangsübertrager zu verschiedenen Zeiten bei der Antikoinzidenzröhre ein. Während der positive Impuls an der Anode liegt, wird das Gitter nicht mehr durch den negativen Impuls gesperrt. Dadurch tritt ein hoher Anodenstrom auf und erzeugt eine *positive* Spannung an der Katode. Sie gelangt als Nachregelspannung an das Gitter der Multivibratortriode. Mit positiver Gitterspannung führt die Röhre länger Strom und der Multi-

vibrator kippt langsamer, so daß er sich wieder direkt synchronisieren läßt. Damit fallen dann die Impulse am Gitter und an der Anode der Antikoinzidenzröhre wieder zusammen, und die Spannung von − 2,5 V an der Katode stellt sich erneut ein.

Weicht dagegen die Multivibratorfrequenz nach niedrigeren Werten ab, so wird der Multivibrator weiterhin direkt synchronisiert, denn die Synchronimpulse treffen zeitlich eher am Multivibrator ein als es der freien Schwingung entspricht. Die Schaltung regelt Frequenzänderungen von 44 bis 56 Hz aus, eine handbediente Frequenznachstimmung ist dann nicht mehr erforderlich.

Zum Stabilisieren der Bildhöhe dienen die Widerstände VDR 1 und VDR 2. Der VDR-Widerstand 1 stabilisiert zunächst einen Teil der Boosterspannung U_{Boo}. Damit steht für die Anode der Multivibratortriode eine sehr konstante Gleichspannung zur Verfügung, mit der die Bildhöhe an dem 500-kΩ-Potentiometer eingestellt wird. Sie ist damit von Netzspannungsschwankungen unabhängig.

Der Widerstand VDR 2 parallel zur Primärseite des Bildkipp-Ausgangsübertragers ist so bemessen, daß er bei zu großen Spannungsamplituden den Übertrager bedämpft und die Überspannung zurückgeht. Außerdem beseitigt er die Schwingneigung des Ausgangsübertragers, wie in Bild 11,07 behandelt.

13. Zusatzeinrichtungen

Neben den für die Funktion eines Fernsehempfängers unerläßlichen Baustufen und den Einrichtungen, die wesentliche Vorteile im Gebrauch bieten, wie z. B. die automatische Feinabstimmung, wurden im Laufe der Jahre weitere Hilfsschaltungen und Zusatzeinrichtungen entwickelt, die vorwiegend als Werbeargumente dienen sollten. Meistens kam eine Firma überraschend mit einer derartigen Zusatzeinrichtung heraus, jedoch zogen die übrigen Firmen sehr bald nach, und nach einigen Jahren geriet das ursprüngliche Werbeargument in Vergessenheit, und der Laie weiß kaum mehr so recht, wieviel Entwicklungsarbeit und Propaganda früher für eine solche Einrichtung aufgewendet wurde. Für den Service-Mann ist tröstlich, daß diese Einrichtungen meist nicht so eng mit der Gesamtschaltung verzahnt sind wie z. B. eine Zeilensynchronisierung, so daß unter Umständen der Laie Schäden daran nicht einmal bemerkt.

Abstimmanzeige

Die Abstimmanzeige hat durch die automatischen Feinabstimmschaltungen viel von ihrer Bedeutung verloren. Benutzt wurden zwei Arten von Abstimmanzeigeschaltungen: mit Abstimmanzeigeröhre (Magisches Band) ähnlich wie beim Rundfunkempfänger und die Anzeige auf dem Bildschirm selbst, kurz als Großflächenanzeige bezeichnet.

Beiden liegt das gleiche Prinzip zugrunde. Der Empfänger ist richtig abgestimmt, wenn am Ausgang des Bild-Zf-Verstärkers der Bildträger von 38,9 MHz ein Spannungsmaximum aufweist. Dies ist dann der Fall, wenn der Bildträger richtig auf der Mitte der Nyquistflanke liegt. Man koppelt also an den Zf-Teil einen auf 38,9 MHz abgestimmten Anzeigekreis oder ein Bandfilter an, richtet die daran auftretende Spannung gleich und steuert damit die Abstimmanzeige. Die Schiebespannung darf nur vom Bildträger und nicht vom gesamten Zf-Spektrum abhängen, denn sonst würde die Abstimmanzeige mit dem Bildinhalt schwanken. Eine Schwierigkeit besteht darin, daß der Hilfskreis nicht die Durchlaßkurve des Zf-Verstärkers beeinträchtigen darf. Der Kreis muß deshalb sehr lose angekoppelt werden. Dadurch ist aber die zur Verfügung stehende Spannung recht klein. Meist ist eine zusätzliche Verstärkerröhre erforderlich, um eine ausreichende Anzeigespannung zu erzielen.

Bild 13,01. Abstimmanzeige mit Spannungsverstärker und PM 84

Die zur Abstimmanzeige dienende Röhre PM 84 (Magisches Band) benötigt zum vollständigen Schließen der Leuchtbalken eine Gittervorspannung von – 15 V. Entnimmt man eine so hohe Spannung dem Zf-Verstärker, dann wird dessen Durchlaßkurve vollständig verformt. Man muß den 38,9-MHz-Hilfskreis so lose ankoppeln, daß sich eine Spannung von nur etwa 0,3 V ergibt. Um eine weitere Zf-Pentode mit ihrem größeren Schaltungsaufwand zu vermeiden, verstärkt man nicht die hochfrequente Spannung vor der Diode, sondern die Gleichspannung hinter der Diode.

In Bild 13,01 wird der Anzeigekreis über 1 pF und einen Entkopplungswiderstand R an die Anode der letzten Zf-Röhre angeschaltet. Die entnommene Zf-Spannung wird von der Diode OA 79 gleichgerichtet, gesiebt und in dem Triodensystem verstärkt. Die Diode ist so zu polen, daß sich eine positive Schiebespannung ergibt. Zum Steuern der Röhre PM 84 ist eine Gleichspannung erforderlich, deswegen ist ihr

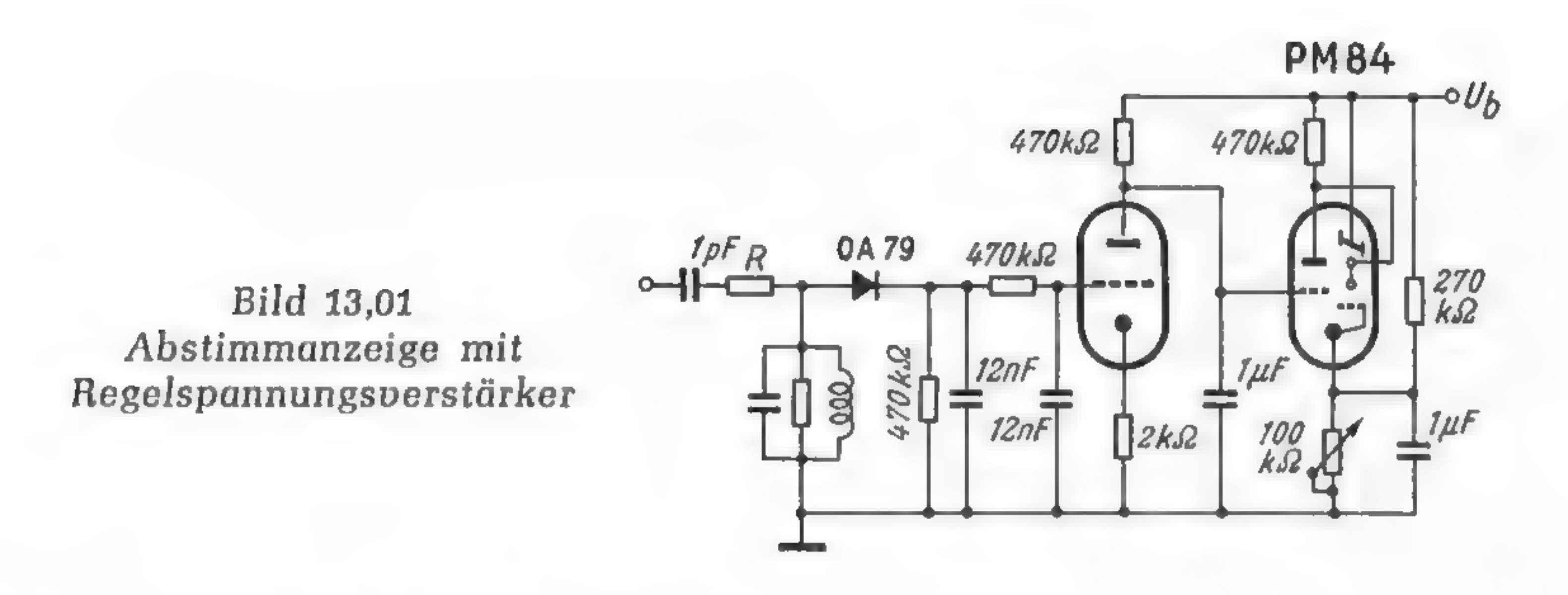


Bild 13,01
Abstimmanzeige mit
Regelspannungsverstärker

Gitter direkt mit der Anode des Verstärkers verbunden. Das Gitter ist also positiv gegenüber Masse, und die Katode der PM 84 wird deshalb durch den Spannungsteiler 270 kΩ/100 kΩ ebenfalls angehoben. Der richtige Wert der Vorspannung zwischen Gitter und Katode wird mit dem 100-kΩ-Katodenpotentiometer eingetrimmt, und zwar bei Vollausschlag des Magischen Bandes auf einen starken Sender.

Bild 13,02. Abstimmanzeige mit Spannungsverstärkung über die erste Df-Röhre

Der 38,9-MHz-Anzeigekreis ist in Bild 13,021 lose induktiv an die letzte Zf-Stufe angekoppelt, so daß sich eine maximale Resonanzamplitude von etwa 2 V ergibt. Der Anzeigedetektor ist ebenfalls so gepolt, daß sich eine positive Schiebespannung ergibt. Um ein zusätzliches Röhrensystem zu ersparen, wird in Bild 13,022 die erste Df-Röhre zur Gleichspannungsverstärkung für die Anzeigeröhre PM 84 herangezogen. Für 5,5 MHz arbeitet die Pentode EF 80 normal mit Kopplungskondensatoren vor dem Gitter und hinter dem Anodenkreis. Zusätzlich erhält das Gitter

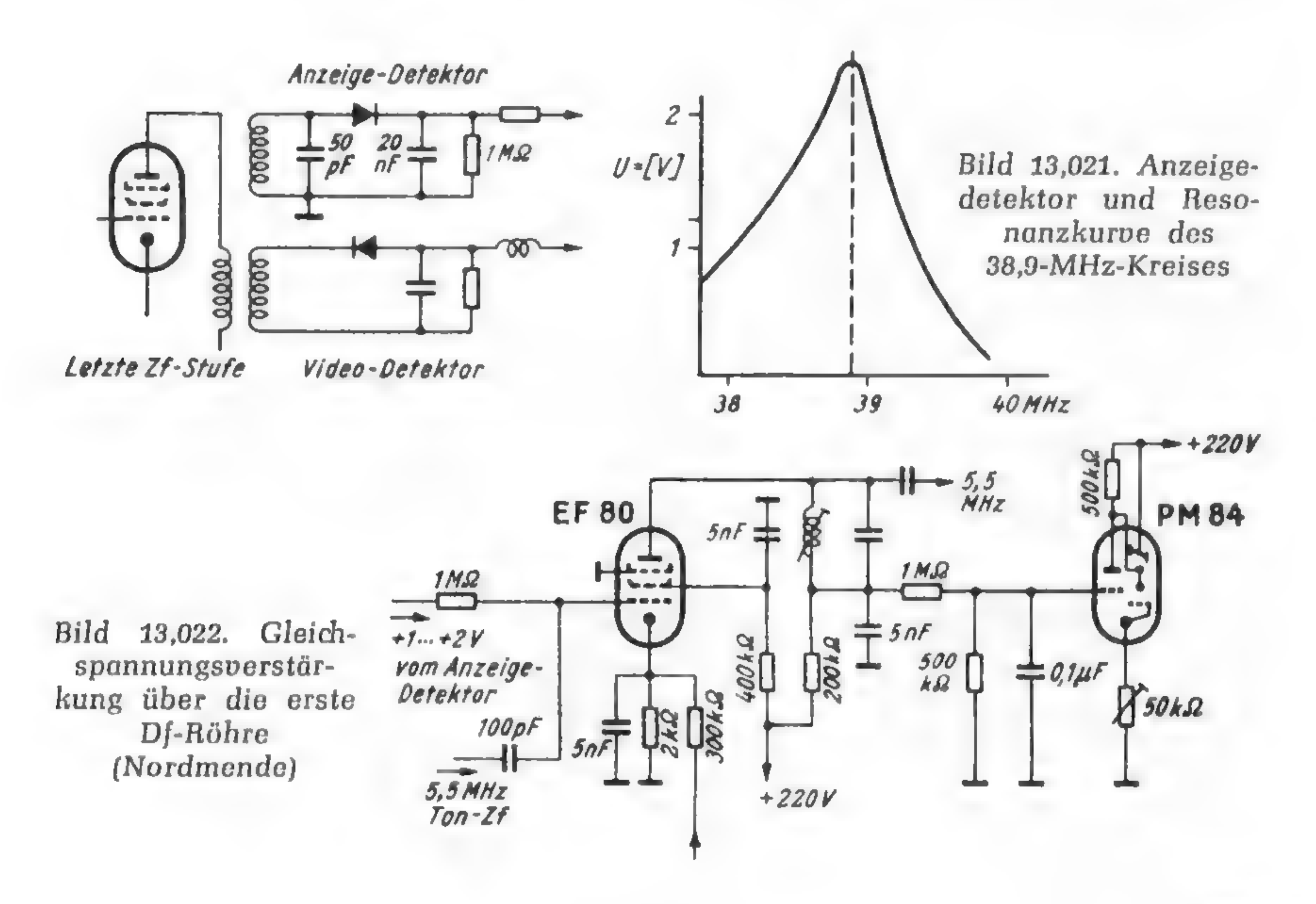


Bild 13,021. Anzeigedetektor und Resonanzkurve des 38,9-MHz-Kreises

Bild 13,022. Gleichspannungsverstärkung über die erste Df-Röhre (Nordmende)

über 1 MΩ die Schiebespannung aus dem Anzeige-Detektor. Die verstärkte Gleichspannung fällt an dem in der Anodenzuleitung liegenden 200-kΩ-Widerstand ab und wird über 1 MΩ dem Steuergitter der Anzeigeröhre PM 84 zugeführt. Auch hier muß wegen der Gleichstromkopplung die Katode der PM 84 angehoben und durch einen Trimmwiderstand auf den günstigsten Wert des Restschattens bei richtiger Abstimmung eingestellt werden. Die Df-Verstärkerröhre EF 80 wird im allgemeinen nur wenig ausgesteuert, so daß sich die beiden Verstärkungsvorgänge gegenseitig nicht stören.

Bild 13,03. Großbildanzeige

Bei der Großbildanzeige wird ein Teil des Fernsehbildes selbst in Abhängigkeit von der Abstimmung hell oder dunkel getastet. Hierfür wurden die verschiedensten Lösungen ausgearbeitet. Bekannt sind:

Bild	Bezeichnung	Firma	Wirkungsweise (für richtige Abstimmlage)
13,031	Bildpilot	Schaub	Heller Keil wird am kleinsten
13,032	Bildkompaß	Blaupunkt	Schwarzer senkrechter Balken verschwindet
13,033	Bildmagnet	Philips	Dunkle seitliche Abschattungen werden schmaler
13,034	Bildpeiler	Loewe-Opta	Waagerechter weißer Balken wird am schmalsten
13,035	Visiotest	Telefunken	Waagerechte helle Streifen verschieben sich nach unten
13,036	Bilddirigent	Siemens	Heller Kreis zeigt den größten Durchmesser

Ein Vorteil aller dieser Schaltungen gegenüber der Abstimmanzeigeröhre besteht darin, daß gleichzeitig die richtige Abstimmlage und die Bildqualität im hellbleibenden Teil des Bildes beobachtet werden können.

Jedes der angedeuteten Muster erfordert, daß ein Teil der Zeilen oder der Zeilenlänge hell oder dunkel getastet wird. Man erreicht dies meist dadurch, daß man der Zeilen- oder der Bildamplitude (bei Bild 13,036 sogar beiden) einen parabelförmigen

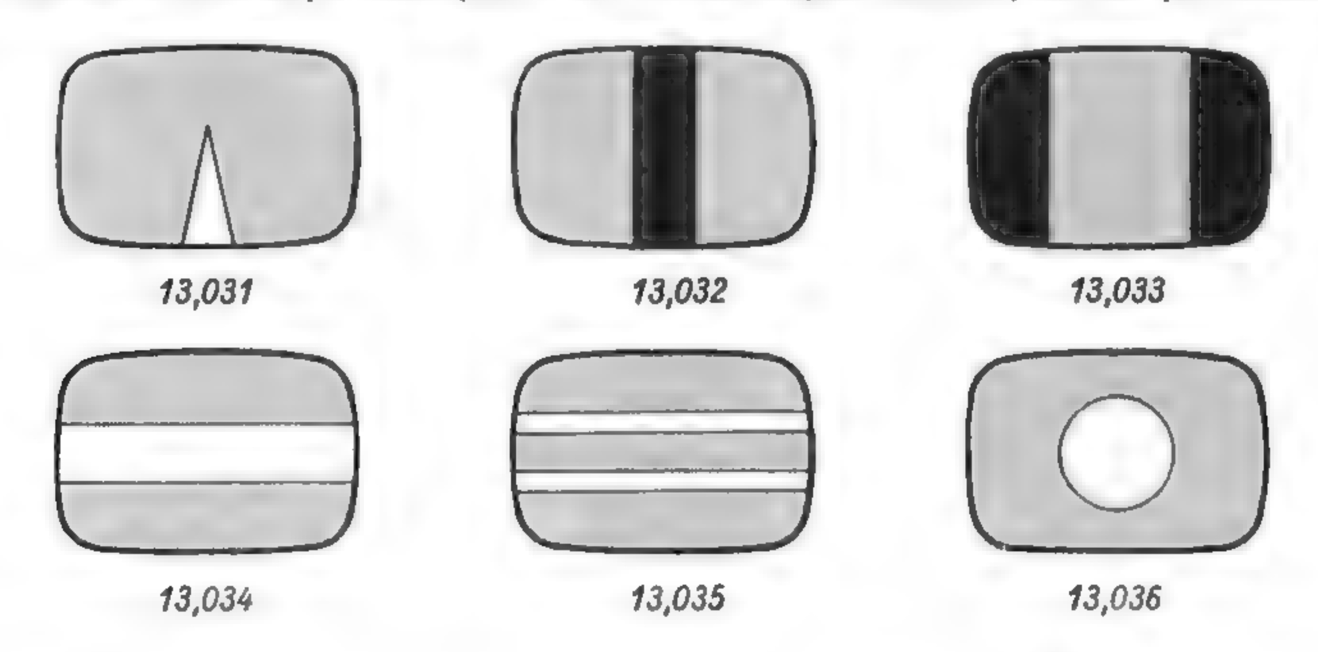


Bild 13,03. Die verschiedenen Ausführungen von Großbildanzeigen

Spannungsanteil überlagert[1]). Eine Parabelspannung von Zeilenfrequenz entsteht am Booster-Kondensator und eine bildfrequente Parabelspannung an den Siebgliedern für Anoden- und Schirmgitterspannungsversorgung der Bildkipp-Endstufe. Sie kommt dadurch zustande, daß der impulsförmige Stromverlauf durch die großen Siebkondensatoren zu Parabelbögen abgeschliffen wird.

Bild 13,04. Zeilenimpulse als Hilfsmittel für Großbildanzeige

Von den Großbildanzeigen sei nur eine behandelt, um daran das Grundsätzliche dieser inzwischen wieder verlassenen Schaltungstechnik zu erläutern. Für die Wirkungsweise der übrigen Schaltungen sei auf der Serviceschriften der Firmen und auf die zu den Bildern 13,03 bis 13,05 erwähnte Fachliteratur verwiesen.

Es ist üblich geworden, alle periodischen Spannungen, wenn sie nicht gerade Sinus- oder Sägezahnform haben, als Impulse[2]) zu bezeichnen. Bild 13,041 stellt die Zeilenaustastimpulse aus dem Zeilentransformator dar, wie sie in Bild 5,24 besprochen wurden. Bild 13,042 zeigt parabelförmige Impulse ebenfalls von Zeilenfrequenz, wie sie am Booster-Kondensator entstehen. In der im nächsten Bild besprochenen Schaltung wird mit den Austastimpulsen ein Schwingkreis angestoßen, der auf fünffache Zeilenfrequenz abgestimmt ist. Dieser Kreis schwingt dann sinusförmig so wie

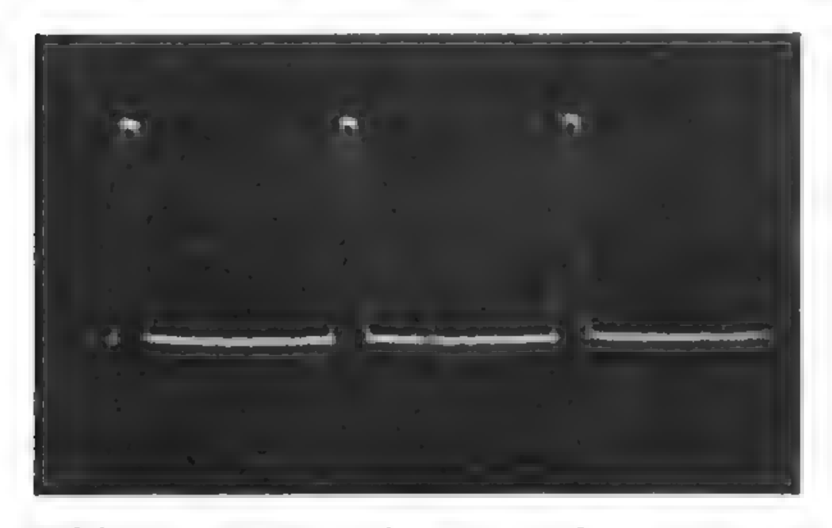


Bild 13,041. Impulse von der Austastwicklung des Zeilentransformators

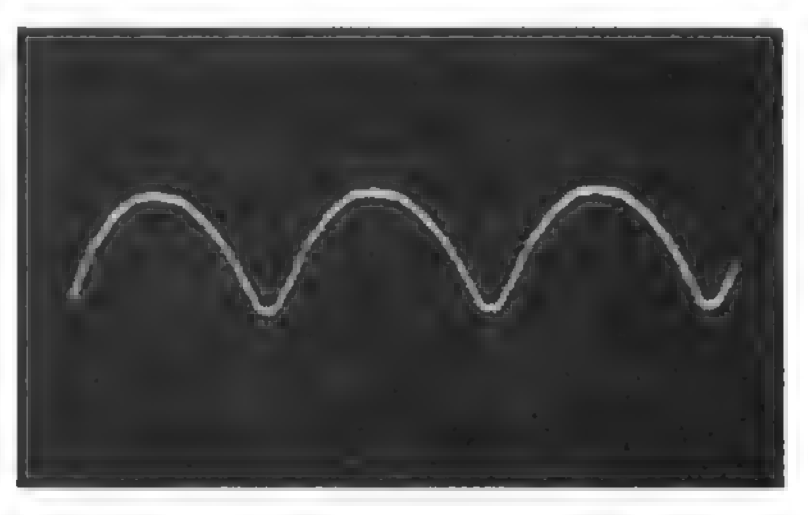


Bild 13,042. Zeilenfrequente Parabelschwingungen aus dem Booster-Kondensator

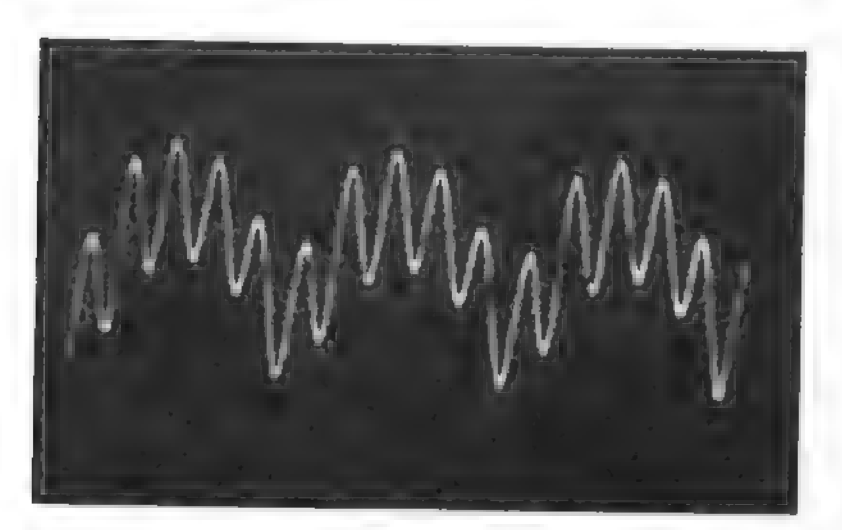


Bild 13,043. Resultierende aus der Schwingung nach Bild 13,042 und fünffacher sinusförmiger Zeilenfrequenz

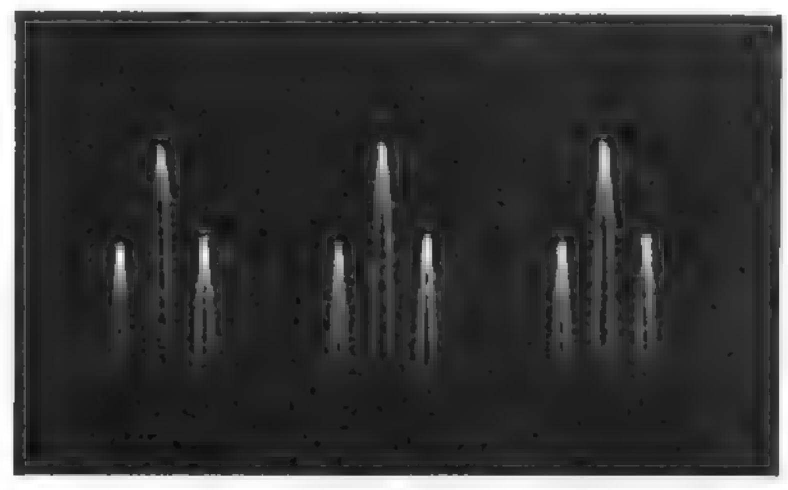


Bild 13,044. Die drei mittleren Impulsspitzen von Bild 13,043 mit erhöhter Amplitude

---

[1]) Eine Parabel ist eine bogenförmige symmetrische Kurve, die einer bestimmten mathematischen Gleichung entspricht. Wir kennen sie von der Leistungsparabel in den Kennlinienfeldern von Endröhren, von Parabolscheinwerfern und den Parabolspiegeln der Richtfunkstrecken.

[2]) Vgl. Einleitung zum Kapitel 9 auf Seite 158.

ein Pendel, das bei jedem fünften Ausschlag angestoßen wird. Diese Sinusschwingung ist in Bild 13,043 mit den vorhergehenden Parabelimpulsen überlagert worden. Man erkennt, wie sich auf jeden Parabelbogen fünf Sinusschwingungen verteilen. Die mittlere Sinuskappe sitzt dabei auf der höchsten Stelle des Parabelbogens.

Wenn man diesen Schwingungszug kräftig verstärkt und den unteren Teil unterdrückt, ergibt sich Bild 13,044. Es sind jeweils nur noch drei Spitzen zu sehen, von denen die mittleren sich steil herausheben, also eine neue Impulsreihe von Zeilenfrequenz bilden. Diese neuen Impulse liegen genau in der Mitte jeder Zeile, während die ursprünglichen Austastimpulse 13,041 beim Zeilenrücklauf, also jeweils zwischen dem Ende der einen und dem Anfang der nächsten Zeile zu liegen kamen. Dieses Beispiel zeigt, wie sich durch Mischen und Abkappen von Impulsen neue Impulsreihen erzeugen lassen, eine Technik, die im Laborjargon „Impulskocherei" genannt wird.

Gibt man die Impulsspitzen von Bild 13,044 negativ gerichtet auf den Wehnelt-Zylinder der Bildröhre und bemißt die Amplituden so, daß nur die mittleren Spitzen den Strahl dunkel tasten, dann entsteht in der Mitte jeder Zeile ein schwarzer Strich. Diese Striche vereinigen sich zu einem senkrechten dunklen Balken auf dem Bildschirm. Legt man den Grundpegel so, daß nur die äußerste Spitze des Impulses den Wehnelt-Zylinder dunkel tastet, dann ist der Strich im Bild sehr schmal. Hebt man den Pegel stärker an, dann kommt die breitere Basis des Impulses zur Wirkung, und der dunkle Balken wird gleichfalls breiter.

Bild 13,05. Senkrechter Balken als Abstimmanzeige

Aus einem der letzten Kreise des Bild-Zf-Verstärkers wird über eine Anzapfung (losere Kopplung) eine Teilspannung ausgekoppelt und in der linken Pentode EF 80 verstärkt. Der Anodenkreis L 1/C 1 dieser Röhre siebt daraus die Bildträgerfrequenz von 38,9 MHz aus. Sie wird mit der Germaniumdiode gleichgerichtet und ergibt die abstimmabhängige Schiebespannung.

Dem auf die fünffache Zeilenfrequenz, also 5 × 15 625 = 78 125 Hz abgeglichenen Schwingkreis L 2/C 2, werden drei Spannungen zugeführt:

1. 15 625-Hz-Zeilenaustastimpulse nach Bild 13,041 aus dem Zeilentransformator
2. 15 625-Hz-Parabelspannungen nach Bild 13,042 aus dem Booster-Kondensator
3. die Schiebespannung der Germaniumdiode (über 10 MΩ)

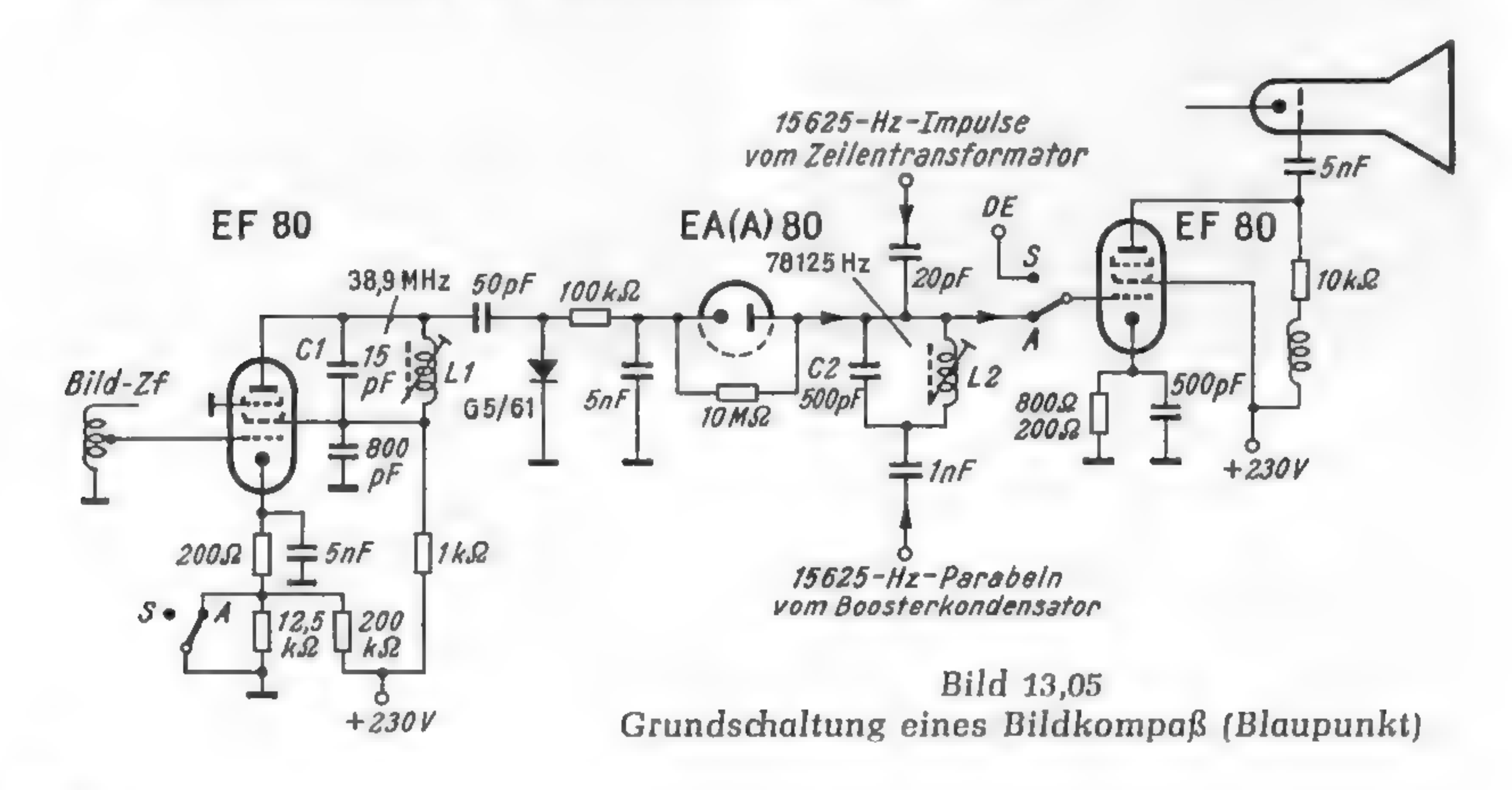


Bild 13,05
Grundschaltung eines Bildkompaß (Blaupunkt)

Spannung 1 stößt den Schwingkreis L 2/C 2 an. Er beginnt auf 78125 Hz zu schwingen, je Zeile entstehen also fünf Schwingungen. Sie überlagern sich der Parabelspannung zu dem bereits in Bild 13,053 dargestellten Kurvenzug. Durch geringes Nachgleichen an der Induktivität L 2 wird die Phase der schnellen Schwingung in bezug auf die Parabelimpulse so eingestellt, daß eine Spitze genau symmetrisch auf der Parabelkuppe sitzt.

Das Spannungsgemisch am Kreis L 2/C 2 wird durch die Röhrendiode gleichgerichtet. Es erzeugt eine so hohe negative Gittervorspannung für die rechte Röhre EF 80, daß sie während des größten Teiles der Zeilenperiode gesperrt ist. An ihrer Anode liegt dann die volle Anodenspannung von + 230 V. Nur der mittlere hohe Impuls überwindet diese negative Vorspannung und tastet die Röhre auf, sie zieht Strom, und die Spannung an ihrer Anode sinkt. Es ergibt sich ein negativ gerichteter Spannungsimpuls, der über den 5-nF-Kondensator den Wehnelt-Zylinder während der Mitte der Zeilenperiode dunkel tastet.

Die Schiebespannung aus dem Kreis L 1/C 1 mit der Germaniumdiode ist aber ebenfalls negativ zum Gitter der rechten Röhre EF 80 gerichtet. Bei genauer Abstimmung auf einen Sender wird die Schiebespannung am größten, das Gitter also noch stärker negativ, so daß nur noch die äußerst schmale Spitze des mittleren Impulses von Bild 13,054 die Röhre kurzzeitig öffnen kann. Der dunkle Balken in Bildmitte schrumpft also bei richtiger Abstimmung zu einem schmalen Strich zusammen oder verschwindet vollständig.

Die Abstimmanzeige wird nur kurzzeitig durch Drücken einer Taste über die beiden Schalterkontakte mit den Bezeichnungen S = *Sehen* und A = Abstimmen eingeschaltet. Beim normalen Empfang gibt der Kontakt im Katodenkreis der linken Röhre EF 80 einen hohen Katodenwiderstand von 12,5 kΩ frei. Über den Spannungsteiler 200 kΩ/12,5 kΩ fließt dann ein Querstrom. Er erzeugt an 12,5 kΩ eine so hohe negative Vorspannung, daß die Röhre vollständig gesperrt und jede Rückwirkung auf den Bild-Zf-Verstärker vermieden wird. – Die rechte Pentode wird in Schalterstellung S = *Sehen* als Differenzier-Entzerrerstufe (DE) oder Scharfzeichner gemäß dem folgenden Abschnitt verwendet. Der zusätzliche Aufwand für die Anzeige beträgt also nur eine Pentode EF 80, eine Germanium- und eine Röhrendiode, dazu die kleineren Bauelemente.

Scharfzeichner

Ein Fernsehbild ist scharf, wenn steile Schwarz/Weiß-Übergänge exakt wiedergegeben, also steil ansteigende Flanken nicht verschliffen werden. Dies bedeutet gleichzeitig, daß die höchsten Videofrequenzen bis 5 MHz wiedergegeben werden müssen, denn sie sind nach Bild 1,13 und 1,14 maßgebend für feinste Bildeinzelheiten, also scharfe Konturen.

Auf langen Übertragungsstrecken, z. B. bei der Eurovision, können nun solche feinen Bildeinzelheiten verlorengehen, d. h. steile Flanken im Videosignal werden abgeflacht oder hohe Frequenzen benachteiligt. Um die verlorengegangene Schärfe im Empfänger wieder herzustellen, werden zwei Verfahren angewendet: Differenzier-Entzerrer zum Versteilern der Flanken oder Anhebung der hohen Frequenzen. Das erste Verfahren ist technisch interessanter und exakter, erfordert aber größeren Aufwand.

Bild 13,06. Prinzip des Differenzier-Entzerrers

Nach Bild 9,11 bedeutet elektrisches Differenzieren, daß der Steilheitssprung von Impulsflanken mit Hilfe eines RC-Gliedes durch eine Spannung dargestellt wird.

Nach dem Differenzieren der ursprünglichen Kurve a in Bild 13,061 erhält man die Kurve b. Sie gibt den Verlauf der Steilheit der vorhergehenden Kurve wieder. Für die Steilheit Null der ursprünglichen Kurve ist auch das differenzierte Signal gleich Null. Beim Anstieg der Flanke wird die Steilheit größer, und für die steilste Stelle der Kurve a ergibt sich das Maximum der Kurve b.

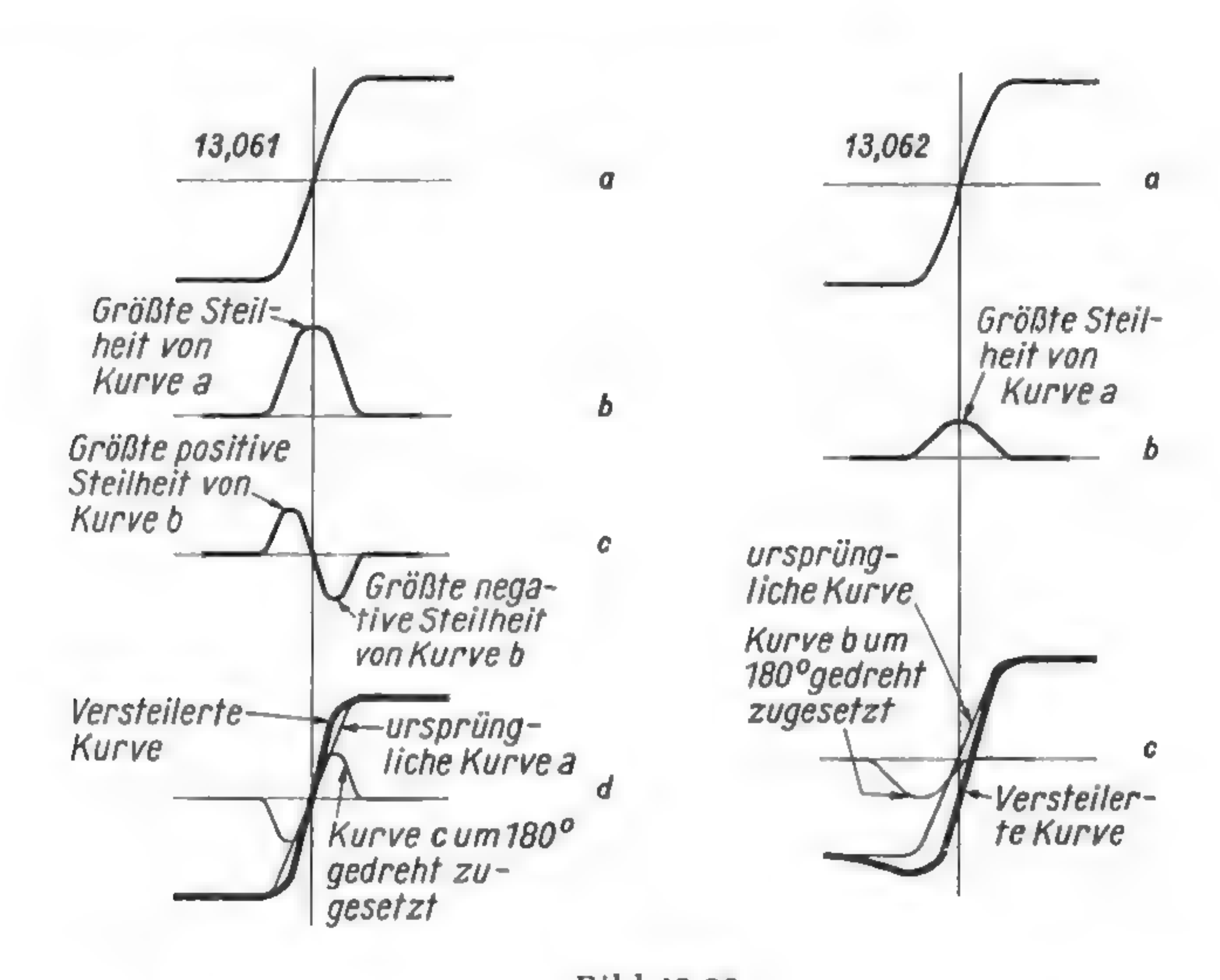


Bild 13,06
Prinzip der Differenzier-Entzerrung; links: mit zweimaliger Differenzierung, rechts: Entzerrung durch einmaliges Differenzieren

Differenziert man die eben erhaltene Kurve nochmals, bildet man also wieder deren Steilheitswerte, dann erhält man den Kurvenzug c. Jetzt ergeben sich zwei Maxima, und zwar je ein positives und ein negatives für die steilsten Stellen der vorigen Kurve. Dreht man die neue Kurve um 180° in der Phase und setzt sie der ursprünglichen Spannung Kurve a zu, dann steigt nach Kurve d die Spannung steiler an, die Bildkonturen werden also schärfer.

Das zweimalige Differenzieren erfordert allerdings einen erheblichen Aufwand und ist nur für den Sendebetrieb tragbar. Im Fernsehempfänger benutzt man ein vereinfachtes Verfahren, dessen Prinzip in den weiteren Kurven dargestellt ist. Hierbei wird die Ausgangskurve a in Bild 13,062 nur einmal differenziert und diese Spannung (Kurve b) um 180° in der Phase gedreht und dem ursprünglichen Signal zugesetzt. Damit ergibt sich nach Bild 13,062 Kurve c ebenfalls ein steilerer Anstieg. Er ist im Mittel zeitlich etwas verschoben, dies beeinträchtigt jedoch das Bild nicht.

Von den einzelnen Firmen werden verschiedene Benennungen wie *Klarzeichner, Scharfzeichner, Brillantzeichner* für derartige Einrichtungen angewendet. Wie aus Bild 13,061 und 13,062 abzuleiten, tritt aber bei einem bereits sehr scharfen Bild keine weitere Versteilerung der Flanke ein. Der Klarzeichner verbessert also vorwiegend solche Bilder, deren Konturenschärfe beeinträchtigt worden ist.

Bild 13,07. Einfacher Differenzier-Entzerrer

Der Videoteil dieser Schaltung ist normal aufgebaut. Das Differenzierglied besteht aus dem Kondensator C 1 = 5 pF und den parallelliegenden niederohmigen Widerständen R 1 und R 2 (5 kΩ und 3 kΩ). Das Videosignal steuert in üblicher Weise die Katode der Bildröhre. Das an dem RC-Glied C 1, R 1, R 2 auftretende differenzierte Signal wird durch Verstärken in der Röhre um 180° in der Phase gedreht, wie es Bild 13,062 verlangt und auf das Gitter der Bildröhre gegeben, also mit dem ursprünglichen Bildsignal gemischt. Dadurch kommt die beabsichtigte Wirkung zustande. Der kleine Katodenkondensator der Röhre EF 80 ergibt eine größere Verstärkung für die hohen Frequenzen, denn nur diese sind für die steilen Flankenanstiege maßgebend. Der Widerstand R 1 ist veränderbar. Man kann damit die Amplitude des differenzierten Signals und damit den Grad der Scharfzeichnung einstellen. Durch Schließen des Schalters S wird der Scharfzeichner ausgeschaltet.

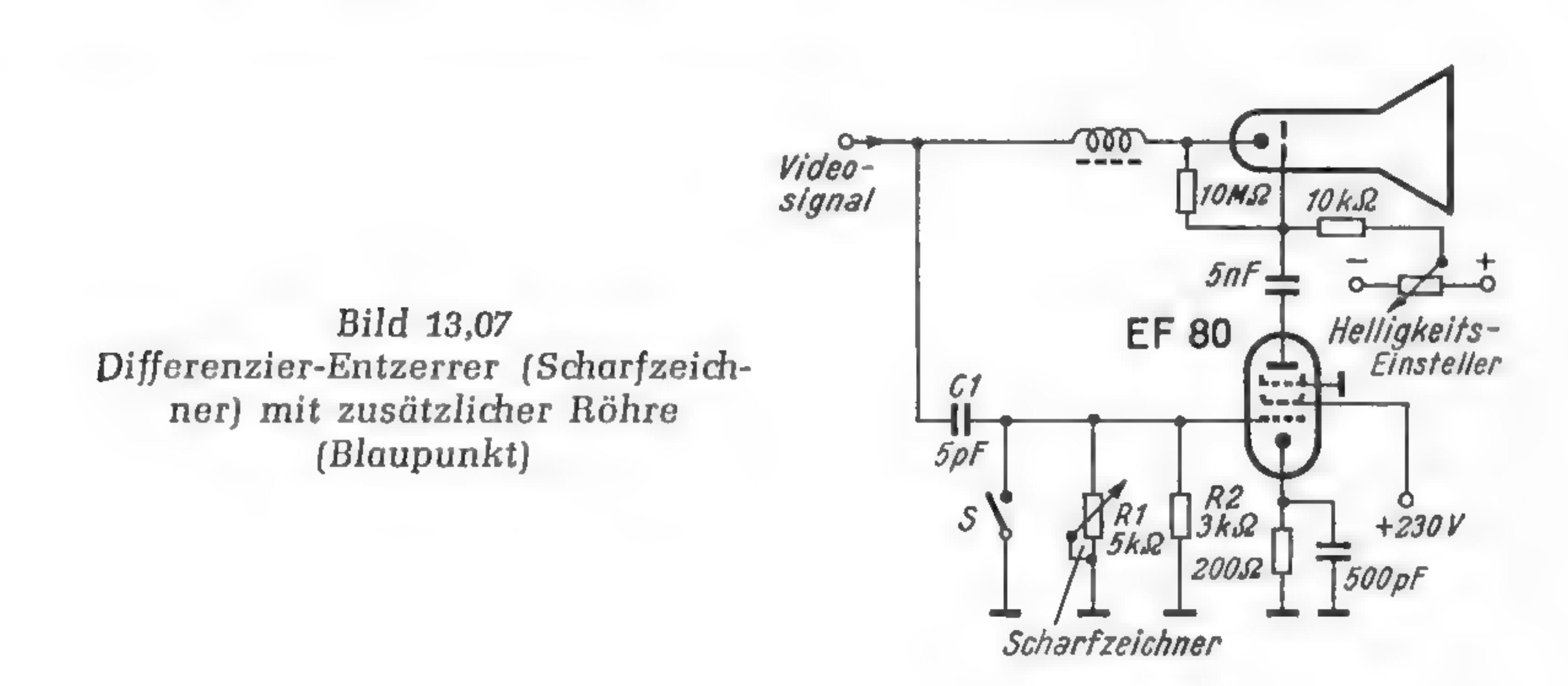


Bild 13,07
Differenzier-Entzerrer (Scharfzeichner) mit zusätzlicher Röhre (Blaupunkt)

Die Schaltung ist sehr einfach. Außerdem wird die Wirkungsweise des eigentlichen Empfängers dadurch nicht beeinflußt. Eine schadhaft gewordene Entzerrerstufe beeinträchtigt also den Empfang nicht. Eine gewisse Schwierigkeit liegt darin, daß mit dem Potentiometer R 1 direkt die höheren Videofrequenzen (um 4...5 MHz) eingestellt werden. Es verträgt also keine langen Leitungen und muß für diese hohen Frequenzen geeignet sein.

Bild 13,08. Differenzier-Entzerrer im mehrstufigen Video-Verstärker

In einem mehrstufigen Video-Verstärker ergeben sich günstige Verhältnisse für einen Klarzeichner, weil man die Differenzierröhre sehr lose und trotzdem wirksam ankoppeln kann. Im Schaltbild wird das Video-Signal über die Schaltelemente C 1 – R 1 differenziert und dem Gitter des Triodensystems der Röhre PCL 84 zugeführt. Nach Verstärkung und Phasendrehung um 180° wird es über den Kondensator C 2 = 20 pF wieder mit dem ursprünglichen Video-Signal vereinigt. Die Spule L 1 wirkt als Laufzeit- oder Verzögerungsglied. Man stimmt damit die beiden Signale so aufeinander ab, daß die beiden ansteigenden Flanken zur richtigen Zeit am Gitter der Video-Endröhre wieder zusammentreffen. Zum Einstellen der Schärfe dient der Drehwiderstand R 3 = 500 kΩ. Er beeinflußt nur die Gittergleichspannung und damit die Verstärkung der Differenzierröhre. Seine Leitungsführung und seine Eigenschaften für hohe Frequenzen sind also unkritisch. Der Anodenkreis der Differenzierröhre ist mit der Höhenanhebungsdrossel L 2 und dem Widerstand R 2 =

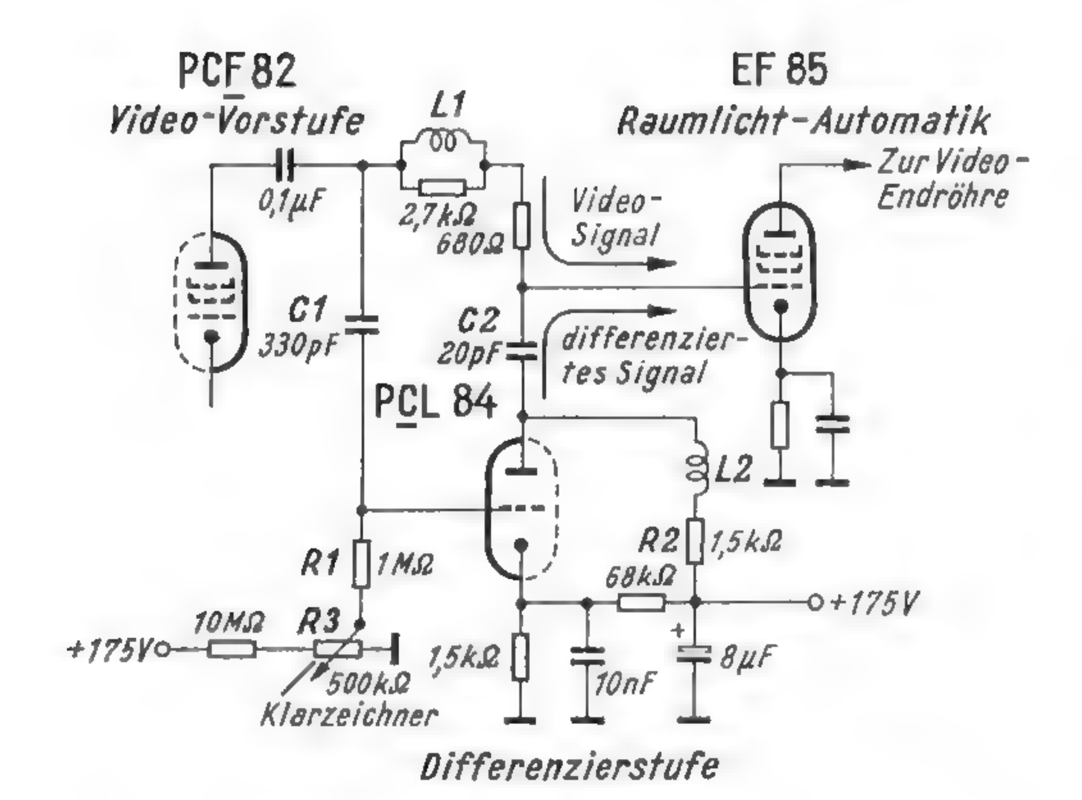


Bild 13,08
Differenzier-Entzerrer (Klarzeichner) bei einem Luxusgerät (Schaub-Lorenz)

1,5 kΩ so ausgelegt, daß er die hohen Frequenzen, auf die es beim Scharfzeichner ankommt, gut verstärkt.

Die Pentode EF 85 dient für eine besondere Raumlicht-Automatikschaltung. Von ihrer Anode aus geht das Video-Signal mit dem durch Differenzieren steiler gemachten Flanken zur Video-Endröhre.

Bild 13,09. Höhenanhebung und -absenkung im Videoteil

In der Schaltung Bild 13,091 wird einfach von der Überlegung ausgegangen, daß eine größere Verstärkung der hohen Frequenzen auch eine größere Konturenschärfe geben müsse und umgekehrt. Wenn beispielsweise ein Spannungssprung ursprünglich nur von weiß bis grau reicht, verläuft er bei höherer Verstärkung von weiß bis schwarz und ergibt damit den Eindruck größerer Bildschärfe. In Bild 13,09 besteht daher der Scharfzeichner aus einem veränderlichen Katodenwiderstand und einigen

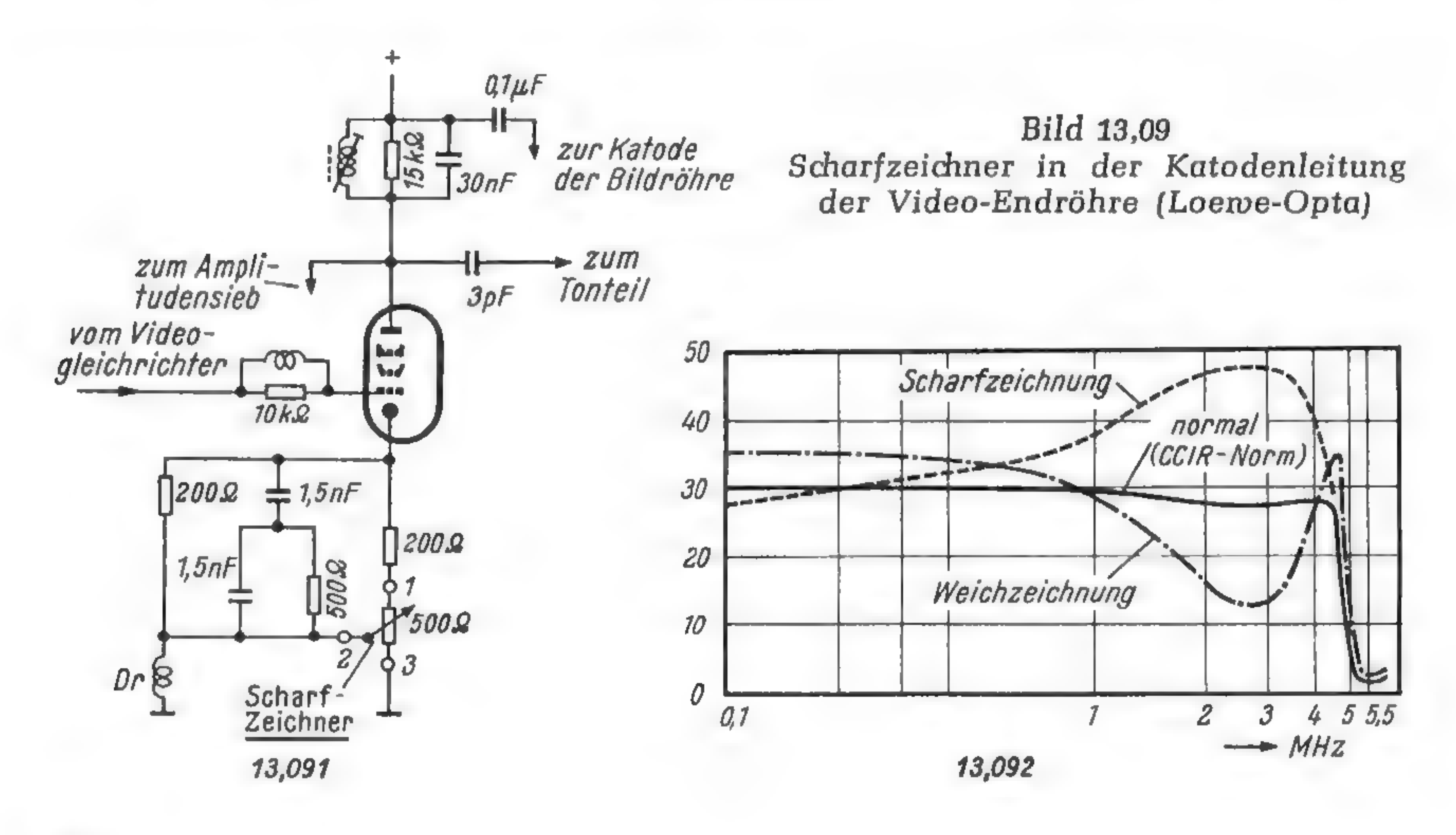


Bild 13,09
Scharfzeichner in der Katodenleitung der Video-Endröhre (Loewe-Opta)

Filterelementen an der Video-Endröhre. In Mittelstellung des Schleifers 2 werden Phase und Frequenzgang des Videosignals normgerecht übertragen (Kurve CCIR-Norm in Bild 13,092). Wird der Schleifer nach unten, also zum Punkt 3 hingedreht, dann ist die Drossel Dr kurzgeschlossen und wirksam. Parallel zu den Katodenwiderständen liegen dann die beiden 1,5-nF-Kondensatoren in Reihe zwischen Katode und Masse. Dies bewirkt eine größere Verstärkung bei hohen Frequenzen und damit steilere Schwarz/Weiß-Übergänge (Scharfzeichnung in Bild 13,092).

In der oberen Schleiferstellung bei 1 werden die Katodenkondensatoren praktisch wirkungslos, und parallel zum 500-kΩ-Widerstand liegt jetzt die Drossel Dr. Sie bewirkt eine Gegenkopplung und damit eine Schwächung der hohen Frequenzen.

Ähnliche Anordnungen werden auch fest eingestellt, und man kann dann einfach durch Umschalten am Tastensatz zwei Stellungen *Normal* oder *Brillant* wählen. – Ein Verlauf nach Kurve „Weichzeichnung" hat außerdem die Eigenschaft, daß bei Fernempfang das *Schneegestöber* im Bild gemildert wird, weil der Hauptanteil dieser Rauschfrequenzen etwa bei 3 MHz liegt.

Zeilenfreies Fernsehen

Bild 13,10. Optische und magnetische Verfahren

Bei einer gut fokussierten Bildröhre ist der Durchmesser des Leuchtfleckes kleiner als der Zeilenabstand. Dadurch bleiben zwischen den Zeilen *dunkle Linien* stehen. Dies verursacht eine weitere Erscheinung, den *Treppeneffekt*. Schräg zu den Zeilen verlaufende Linien werden infolge der Zeilenstruktur zu Treppen verformt, jede Zeile ergibt eine Treppenstufe. Beide Effekte fallen jedoch nur bei kurzen Betrachtungsabständen (1 bis 2 m) auf. Darüber hinaus fließt das Bild für das Auge zu einem einheitlichen Ganzen zusammen.

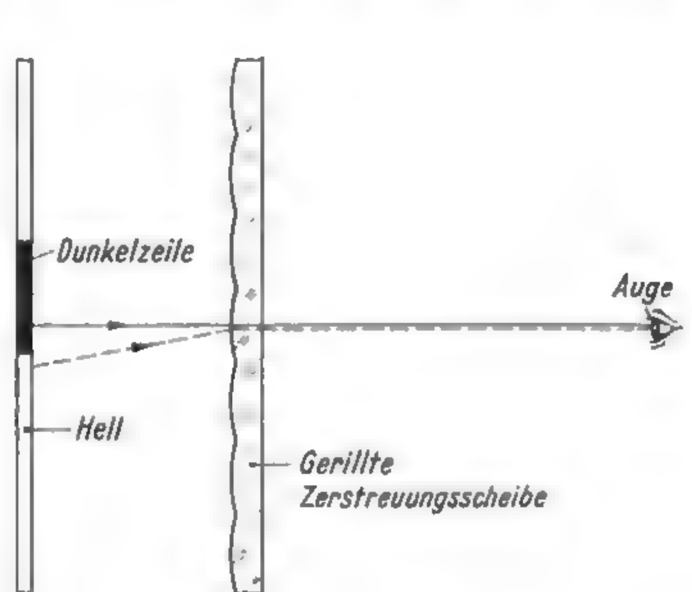


Bild 13,10
Aufhellen der Dunkelzeile durch hineingestreutes Licht aus den hellen Teilen des Bildes

Um jedoch die Zeilen in jedem Fall zum Verschwinden zu bringen, schuf Saba eine Rasterfolie, die auf dem Bildschirm angebracht wird. Diese Folie besteht aus transparentem Kunststoff, in den waagerecht verlaufende feine Rillen, etwa zehn Stück auf einen Millimeter, eingeprägt sind. Diese Rillen ergeben einen *Weichzeichnereffekt* quer zur Zeilenrichtung. Unter Weichzeichnung versteht man in der Fotografie einen Effekt, bei dem scharfe Hell/Dunkel-Grenzen so aufgelöst werden, daß etwas Helligkeit in das Dunkle hineinstrahlt (nicht umgekehrt), so wie es auch beim natürlichen Sehen grell im Gegenlicht stehender Objekte der Fall ist und volkstümlich durch die Darstellung von Sternen als leuchtender Kern mit Strahlenzacken

bekannt ist. Weichzeichnung in der Fotografie wird durch besondere Fotoobjektive oder gerillte Vorsatzlinsen bei der Aufnahme erzielt.

Die waagerechte Riffelung der Saba-Visionsscheibe ist mathematisch exakt berechnet, so daß für die dunkle Linie zwischen zwei Zeilen gerade eben soweit von den lichten Stellen her überstrahlt wird, daß sie verschwindet.

Man kann die dunklen Linien zwischen den Zeilen auch zum Verschwinden bringen, indem man den Leuchtfleck des Elektronenstrahles zu einem feinen, senkrecht stehenden Rechteck oder Oval verformt. Damit fließen die Zeilen waagerecht zusammen, ohne daß nebeneinanderliegende Feinheiten verloren gehen. Dieses Verfahren wird seit langem bei Eurovisionssendungen benutzt, um beim Übergang auf andere Zeilennormen, z. B. von 405 auf 625 Zeilen, die ursprüngliche Zeilenstruktur zu unterdrücken.

Telefunken schuf für Fernsehempfänger unter der Bezeichnung *Teleklar* für diesen Zweck eine einfache magnetische Einrichtung. Das Ablenksystem erhält eine zusätzliche Wicklung, durch die ein Teil des Anodengleichstromes geschickt wird. Das entstehende Magnetfeld verformt den Leuchtfleck zu einem Oval. Durch geeignete Ausbildung der Spulen erreicht man, daß die dunklen Linien verwischt werden. Beim Abschalten des Spulenstromes wird das ursprüngliche Raster wieder hergestellt.

Beide Verfahren erfordern keine Eingriffe in die elektrische Schaltung und belasten daher den Service-Techniker nicht.

Bild 13,11. Zeilenwobbler

Beim Grundig-Zeilenwobbler[1]) bleibt der Leuchtfleck so scharf wie möglich. Eine Hilfswechselspannung läßt ihn jedoch sehr schnell um eine Zeilenbreite auf und nieder tanzen und dadurch die Dunkellinien ausfüllen. Die Frequenz der Hilfsspannung muß oberhalb der höchsten Video-Frequenz von 5 MHz liegen, damit feine

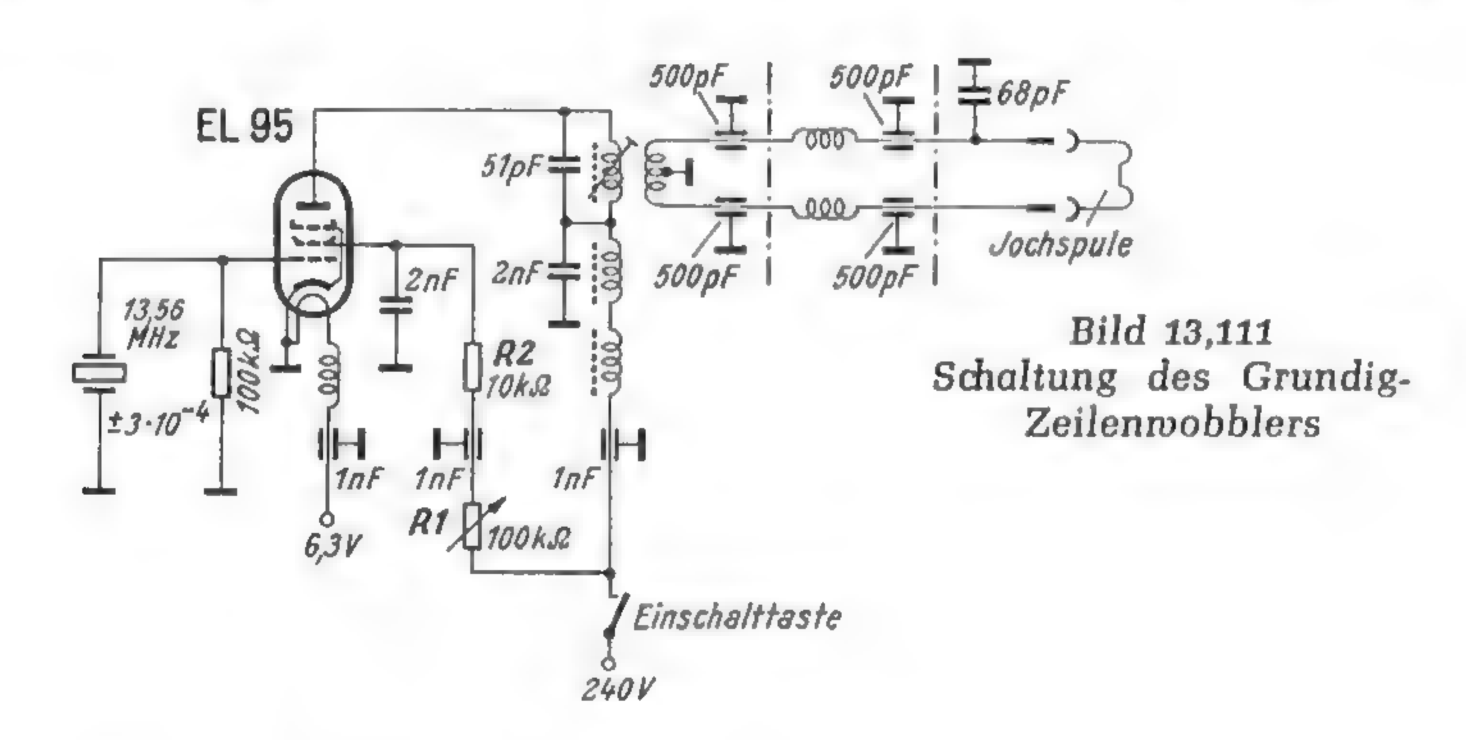


Bild 13,111
Schaltung des Grundig-Zeilenwobblers

Bildeinzelheiten nicht beeinträchtigt werden. Das bedeutet einen Hf-Oszillator, der gut abgeschirmt sein muß, damit er nicht als Funkstörer wirkt. Grundig wählte hierfür die für industrielle Hochfrequenzanlagen zugelassene Frequenz von 13,56 MHz. Für sie sind die Störstrahlvorschriften toleranter, jedoch muß die Frequenz sehr genau eingehalten werden. Beim Zeilenwobbler wird sie deshalb mit einem Quarz stabilisiert. Als Oszillatorröhre dient eine Leistungspentode EL 95

[1]) Das Prinzip dieses Verfahrens geht auf Zeilennorm-Umsetzer bei Eurovisions-Sendungen zurück und wurde inzwischen auch von einigen anderen Firmen aufgegriffen.

(Bild 13,111). Die Hf-Spannung des Anodenkreises wird heruntertransformiert, von Oberwellen gesiebt und auf eine niederohmige Zusatzspule im Ablenkjoch der Bildröhre gegeben. Die Spule ist so angeordnet, daß der Elektronenstrahl durch die Wobbelspannung auf und nieder bewegt wird. Mit dem Trimmwiderstand R 1 läßt sich die Amplitude einstellen.

Die Schaltung ist nach Bild 13,112 in einem stabilen Abschirmkasten eingebaut. Die Einrichtung läßt sich durch eine Taste abschalten, so daß man das Bild auch in der üblichen Zeilenstruktur empfangen kann.

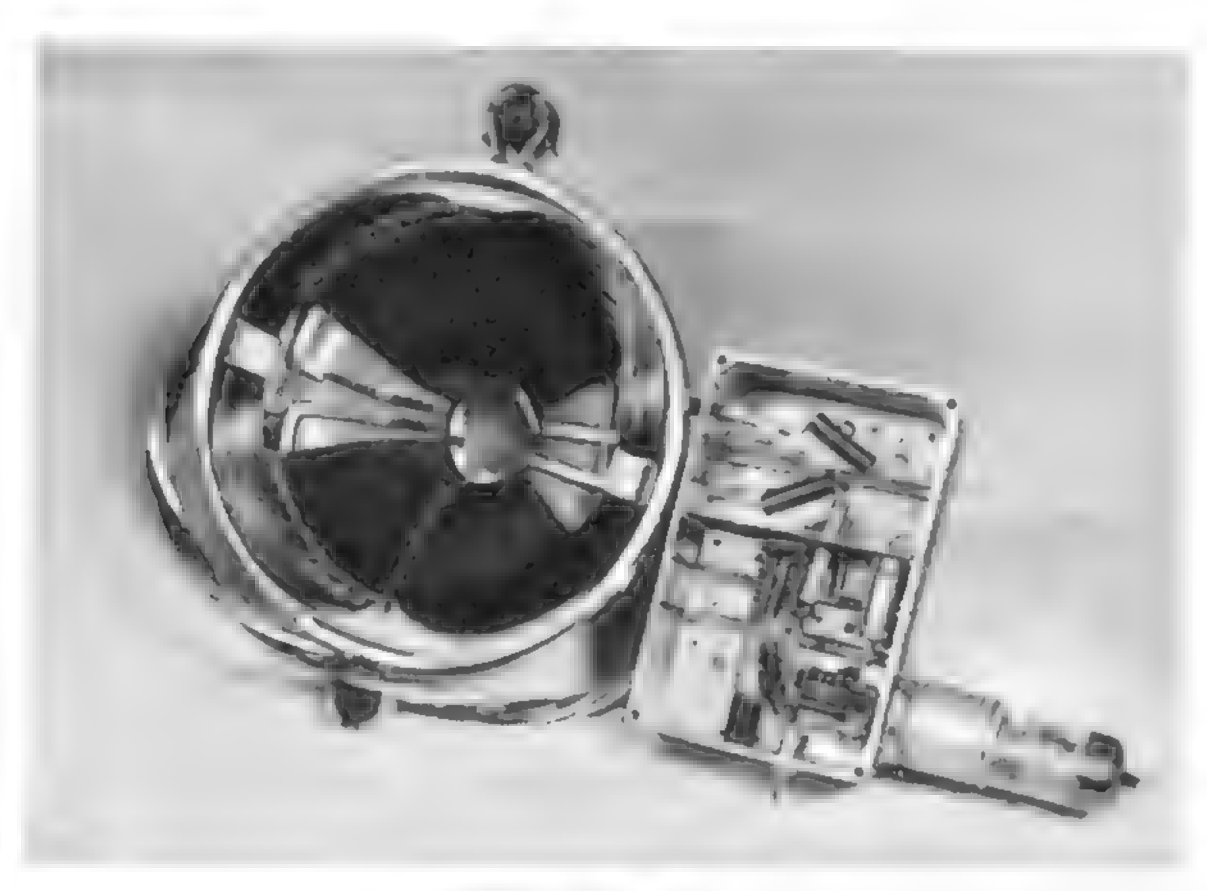


Bild 13,112
Ablenkjoch mit Hilfswicklung und geöffneter Oszillatoreinheit. Die Hilfswicklung wird durch die starken Leitungsbügel gebildet, die links in der Lücke zwischen den dünndrähtigen Wicklungen des Ablenkjoches zu erkennen sind

Bild 13,12. Leuchtfleckvergrößerung

Beim Zeilenfrei-Verfahren von Schaub-Lorenz wird der Leuchtfleck ein klein wenig unscharf eingestellt, dadurch vergrößert sich sein Durchmesser, und die Dunkelzeilen werden aufgehellt. Theoretisch werden hierdurch jedoch auch Einzelheiten in Zeilenrichtung verwischt. Um diese unerwünschte Nebenwirkung zu kompensieren, wird gleichzeitig mit der Zeilenfrei-Schaltung der Klarzeichner eingeschaltet.

Der Leuchtfleck wird verbreitert, indem man der Fokussierelektrode der Bildröhre eine negative Gleichspannung von 800...850 V hinzufügt. Man erzeugt sie durch Gleichrichten von Impulsen aus dem Zeilenübertrager. Die Gleichspannung bildet sich am Kondensator C 3 aus und wird zu der am Widerstand R 1 eingestellten normalen Fokussierspannung addiert. Der Gleichrichterkreis ist so hochohmig, daß zum Abschalten der Einrichtung einfach der Kondensator C 3 kurzgeschlossen werden kann. Der hierzu verwendete Schalter ist mit dem Klarzeichner in der Katodenleitung der Video-Röhre so gekuppelt, daß in Stellung Zeilenfrei die hohen Video-Frequenzen maximal angehoben werden. Dazu wird einfach der Kondensator C 4 parallel zum Katodenwiderstand gelegt. Seine Kapazität ist so bemessen, daß ähnlich wie in Bild 5,09 die Höhen angehoben werden, weil für sie die Gegenkopplung verringert wird.

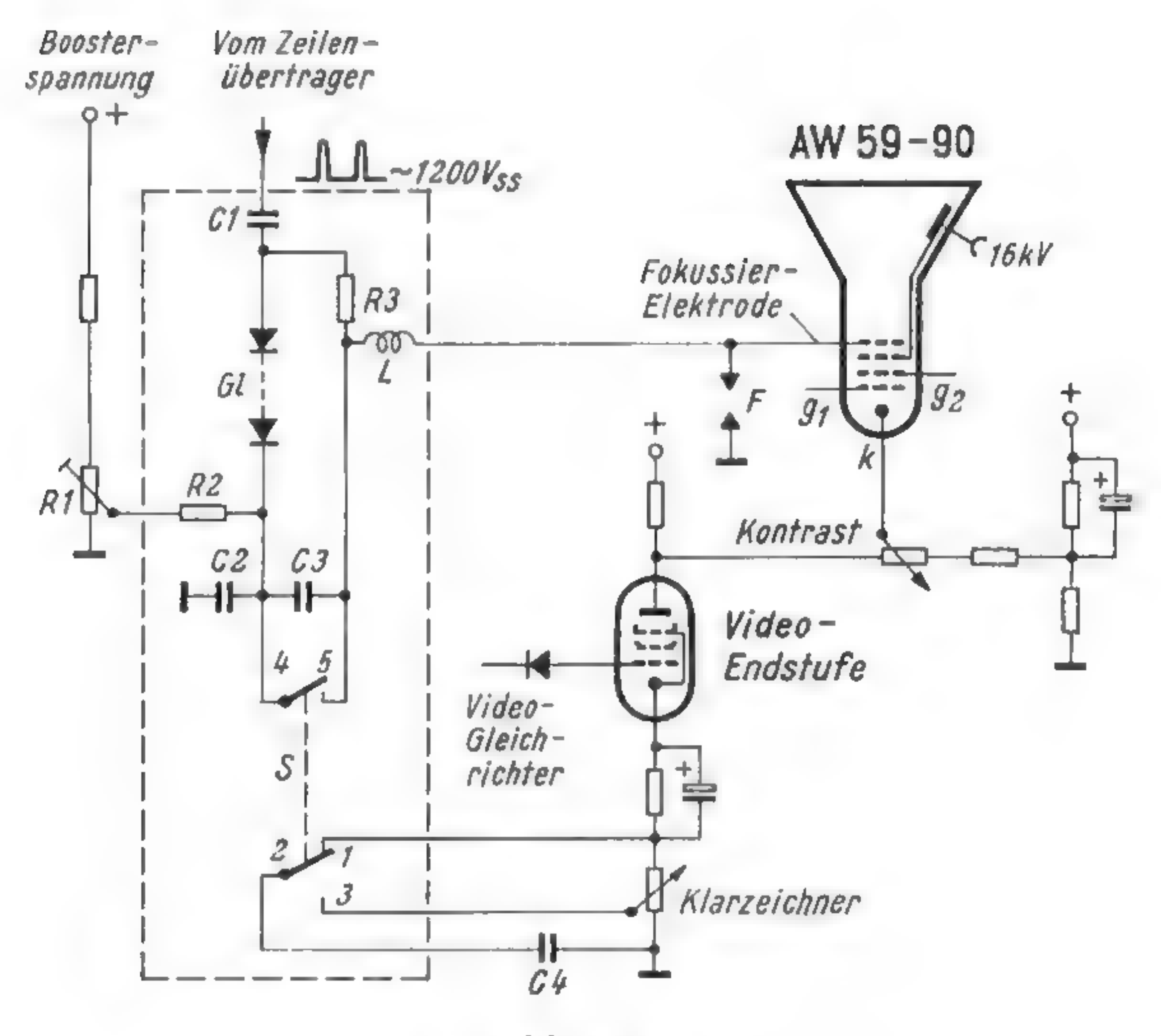


Bild 13,12
Schaltung für das Zeilenfrei-Verfahren von Schaub-Lorenz

Schlußbemerkungen zum zeilenfreien Fernsehen

Einrichtungen zum zeilenfreien Fernsehen stehen im Widerspruch zur Tendenz des Klarzeichners, bei dem äußerste Bildschärfe erreicht werden soll. Keines der beiden Verfahren kann jedoch mehr Feinheiten und Einzelheiten in das Bild hineinbringen, als ursprünglich darin enthalten waren. Mehr Feinheiten können nur durch ein feineres Bildsignal erzielt werden, das bedeutet größere Video-Bandbreite und höhere Zeilenzahl. Beides ist bei den jetzigen Fernsehnormen, die nun einmal gegeben sind, nicht möglich.

Zur Wirkung der Anordnungen zum zeilenfreien Fernsehen sei nochmals darauf hingewiesen, daß sie vorwiegend bei geringem Abstand des Betrachters von der Bildröhre in Erscheinung treten. Bei den normalen Abständen in mittleren und großen Wohnräumen wirkt sich der bereits erwähnte natürliche Überstrahlungseffekt vom Hellen ins Dunkle aus (vgl. Strahlenkranz um einen Stern!) und läßt die Dunkelstreifen ohnehin verschwinden.

Bei manchen Anordnungen ist außerdem folgendes zu berücksichtigen: Wenn Helligkeit in die Dunkelstreifen hineingestreut wird, muß zwangsläufig etwas von der Leuchtdichte der hellen Stellen weggenommen werden, d. h. der Kontrast wird verringert. Daher kann es notwendig sein, beim Einschalten der Einrichtung für das zeilenfreie Fernsehen den Kontrast etwas zu erhöhen.

Bild 13,13. Fernbedienung über Kabel

Zur Bequemlichkeit beim Zuschauen wurden die verschiedenartigsten Fernbedienungen geschaffen, um den Empfänger vom Sitzplatz aus zu betätigen. Sollen lediglich Kontrast und Lautstärke geändert werden, dann ist dies ziemlich einfach durch Einstellwiderstände parallel zu den im Empfänger befindlichen zu erreichen. Soll jedoch auch vom ersten zum zweiten Programm umgeschaltet werden, dann ist der konstruktive und elektrische Aufwand höher. Als Beispiel für eine recht vielseitige Fernbedienung sei eine Lösung von Graetz unter Verwendung eines Relais-Umschalters beschrieben.

Das Fernbedienungskabel wird mit einem Achtpolstecker an das Gerät angesteckt. Das Bedienungsteil enthält drei Einstellknöpfe für *Lautstärke, Helligkeit* und *Kontrast* sowie zwei Schalter für *Ton Aus* und *VHF/UHF-Umschaltung*.

Um eine fernbediente Lautstärke-Einstellung zu ermöglichen, ohne die Nf-Spannung aus dem Gerät herauszuführen, wird eine Nf-Regelröhre PF 83 verwendet. Der Lautstärke-Einsteller am Empfänger besteht aus dem üblichen Potentiometer *L* zwischen Demodulator und Nf-Vorstufe. Er ist hier vereinfacht (ohne Glieder zur gehörrichtigen Lautstärke-Einstellung) gezeichnet. Ohne Fernbedienung erhält die Röhre PF 83 ihre Gittervorspannung aus dem Katodenwiderstand *R* 3. Als Gitterableitung dienen die in Reihe liegenden Widerstände *R* 1 und *R* 2. Die vom Punkt *A* wegführende Leitung endet blind an der Steckfassung und hat keinen Einfluß. Infolge des Spannungsteilers *R* 4/*R* 5 wird die Katode insgesamt auf + 25 V angehoben, doch hat dies zunächst keine Bedeutung, da die wirksame Gittervorspannung allein durch den Katodenwiderstand *R* 3 erzeugt wird.

Beim Anschalten des Fernbedienungskabels wird vom Punkt *A* gegen Masse der Einstellwiderstand *R* 6 mit 16 MΩ angeschlossen. Ist er voll eingeschaltet, dann ändern diese 16 MΩ wenig an der Spannungsverteilung des niederohmigen Spannungsteilers *R* 4/*R* 5. Das Gerät arbeitet mit der am Lautstärkepotentiometer *L* gewählten Lautstärke weiter. Dreht man den Schleifer des Einstellwiderstandes *R* 6 zur anderen Seite, dann wird Punkt *A* mit Masse verbunden, die Röhre erhält nun volle 25 V negative Vorspannung gegenüber der Katode, und die Lautstärke geht stark zurück.

Außerdem besteht noch die Möglichkeit, den Ton mit dem Schalter *k* 1 im Fernbedienungsteil ganz abzuschalten. Hierbei wird der Punkt *B*, also das Schirmgitter der Nf-Vorröhre an Masse gelegt. Die Schirmgitterspannung wird also kurzgeschlossen und die Röhre gesperrt.

Für die *UHF/VHF-Umschaltung* ist im Empfänger ein elektromagnetisches Relais eingebaut und mit dem Tastenstößel der UHF-Schaltertaste kombiniert. Beim Schließen des Kontaktes *k* 2 im Fernbedienungsteil erhält das Relais Strom vom Punkt + 255 V nach Masse. Es zieht an, und die UHF-Taste wird wie von selbst niedergedrückt (Geistertaste).

Um die *Helligkeit* aus der Ferne zu verändern, wird das Potentiometer *R* 7 über zwei Vorwiderstände an die Punkte *D* und *E* des Helligkeits-Einstell-Netzwerkes im Empfänger gelegt. Unabhängig von der am Gerät eingestellten Helligkeit kann man jetzt auf die zum Wehnelt-Zylinder führende Leitung (Punkt *E*) Spannungen von 0 bis + 120 V geben. Man überspielt gewissermaßen die Helligkeitseinstellung im Gerät und kann alle Werte von sehr hell bis sehr dunkel einstellen.

Die *Kontrasteinstellung* im Empfänger erfolgt in der Katodenleitung der Video-Endröhre. Zwei Widerstände *R* 9 und *R* 10 begrenzen dabei die Wirkung in den Endstellungen des Schleifers.

Die Schirmgitterspannung der Video-Endröhre beträgt ohne Fernbedienungskabel + 200 V. Widerstand *R* 11 liegt tot. Beim Anstecken des Fernbedienungsteiles wird der Einstellwiderstand *R* 8 in Reihe mit *R* 11 geschaltet. Man kann nun die Spannung

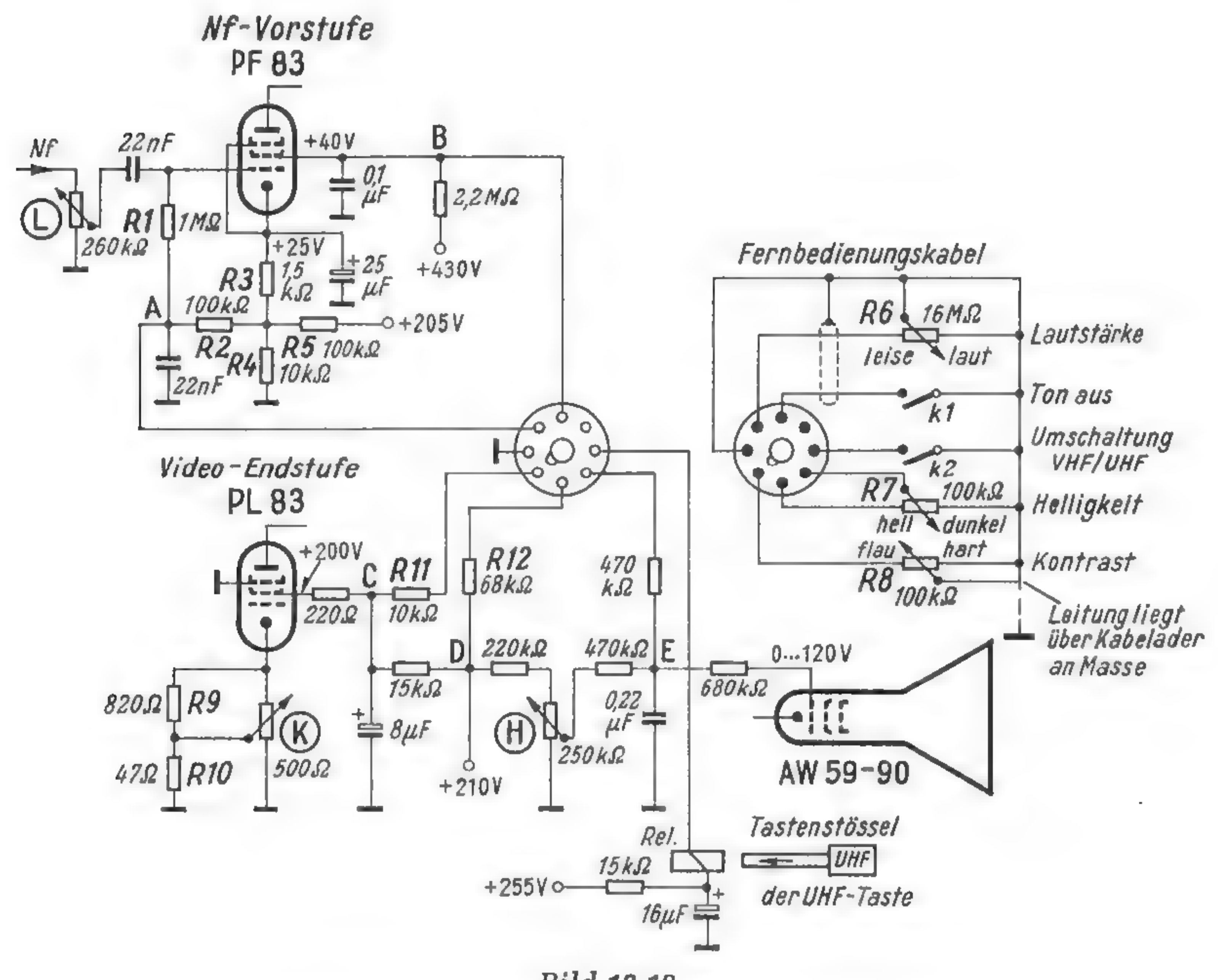


Bild 13,13
Fernbedienung bei Graetz-Fernsehempfängern

am Punkt C stark absenken, denn die Widerstände *R* 8 und *R* 11 bilden jetzt einen Nebenschluß gegen Masse. Der am Empfänger eingestellte Kontrast wird also mit dem Fernbedienungszusatz auf einen geringeren Wert herabgesetzt. Um die volle Skala zur Verfügung zu haben, stellt man also zweckmäßig vor dem Anstecken des Fernbedienungsteiles das Bild am Empfänger sehr kontrastreich ein.

Trotz ihrer vielseitigen Möglichkeiten (fünf verschiedene Bedienungsorgane) erfordert diese Fernbedienung wenig Aufwand und enthält nur unkritische Gleichstromleitungen. Lediglich die beiden zur Nf-Stufe führenden Adern sind abgeschirmt, um jede Brummgefahr auszuschließen.

Bild 13,14. Ultraschall-Fernbedienung

Um das Fernbedienungskabel zu vermeiden, das quer durch das Zimmer vom Sitzplatz zum Empfänger führt, schuf man *drahtlose* Fernbedienungen. Man kann dazu Funksignale, optische Signale in Verbindung mit Fotozellen am Empfänger oder

Ultraschallsignale benutzen, die von einem Mikrofon am Empfänger aufgenommen werden. Das Ultraschall-Verfahren wird bevorzugt, weil die Sender dafür sehr einfach sind. Für jede Sendefrequenz ist lediglich ein Metallstäbchen aus einer bestimmten Aluminiumlegierung und von einer genau definierten Länge vorhanden. Um einen Ultraschallimpuls damit auszusenden, wird das Stäbchen mit einem kleinen Drücker angeschlagen. Der gesamte Geber oder Ultraschall-Sender ist nur etwa handgroß, die schwingenden Metallstäbe besitzen eine hohe Frequenzkonstanz.

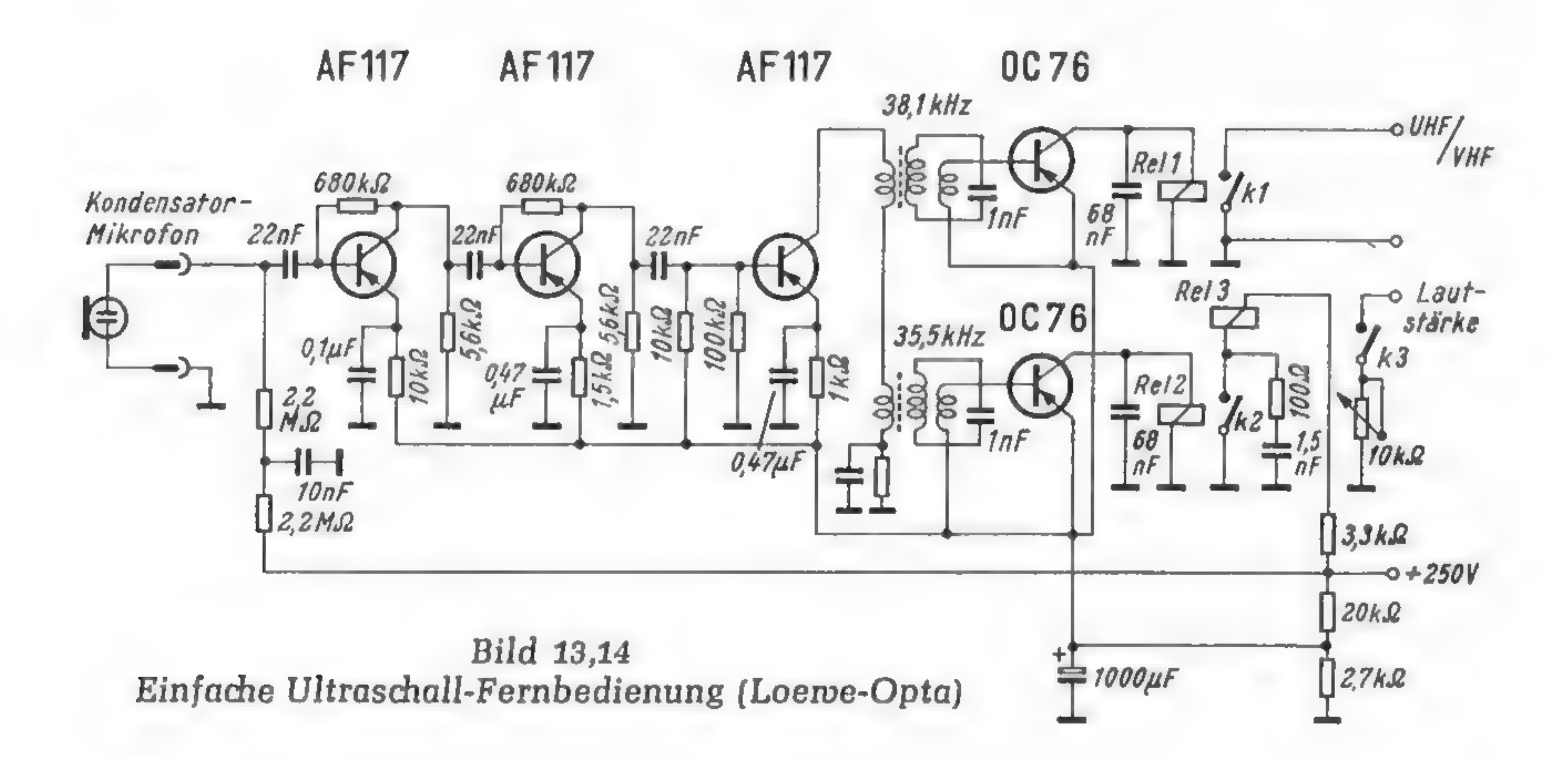


Bild 13,14
Einfache Ultraschall-Fernbedienung (Loewe-Opta)

Die Ultraschallimpulse werden am Empfänger von einem Kondensatormikrofon aufgenommen und dann verstärkt. Schwingkreise trennen die einzelnen Frequenzen voneinander und steuern die jeweiligen Funktionen. In Bild 13,14 ist eine sehr einfache Schaltung dargestellt, die den Preis des Empfängers nicht zu sehr verteuert. Betätigt werden nur die UHF/VHF-Umschaltung und eine zweistufige Lautstärkeumschaltung. Den Eingang des dreistufigen Transistor-Verstärkers bildet ein Kondensatormikrofon, das allein für die hier benutzten hohen Ultraschallfrequenzen in Frage kommt. Es liegt über ein Siebglied an der 250-V-Anodenspannung des Empfängers. Diese Spannung wird außerdem mit 20 kΩ und 2,7 kΩ heruntergeteilt, die Teilspannung wird mit einem Kondensator von 1000 µF nochmals geglättet und dient zur Stromversorgung des Transistor-Verstärkers.

Die dritte Stufe dieses Verstärkers arbeitet gleichzeitig als Begrenzer, wenn der Geber zu sehr in der Nähe des Mikrofons betätigt wird und zu hohe Impulse liefert. Um die beiden verwendeten Frequenzen 38,1 kHz und 35,5 kHz zu trennen, sind an den Anodenkreis der dritten Stufe zwei sehr hochwertige Schwingkreise angekoppelt. An jeden Kreis ist wiederum induktiv ein Schalttransistor OC 76 lose angekoppelt, um die Kreise nicht zu bedämpfen und den Transistor richtig anzupassen.

In den Arbeitskreisen der Schalttransistoren liegen die beiden Relais *Rel* 1 und *Rel* 2. Bei einem eintreffenden Impuls schließen kurzzeitig ihre zugehörigen Kontakte *k* 1 bzw. *k* 2.

Der Arbeitskontakt des Relais *Rel* 1 betätigt ein im Empfänger eingebautes Fortschalt-Relais am VHF/UHF-Umschalter. Bei jedem Drücken erscheint also abwechselnd das UHF- oder VHF-Programm, wenn der Empfänger vorher darauf abgestimmt worden ist.

Das Relais *Rel* 2 steuert über den Kontakt *k* 2 das mit 250 V arbeitende Fortschalt-Relais *Rel* 3. Dieses öffnet und schließt daher abwechselnd den Kontakt *k* 3. Beim Schließen schaltet sich das 10-kΩ-Potentiometer an das Schirmgitter der 5,5-MHz-Df-Verstärkerröhre des Empfängers. Bei offenem Kontakt *k* 3 wird am Lautstärke-Einsteller des Empfängers eine bestimmte Lautstärke gewählt, bei geschlossenem Kontakt *k* 3 wird mit dem 10-kΩ-Potentiometer im Fernsteuerteil eine zweite geringere Lautstärke eingestellt. Durch Betätigen des Steuersignales kann dann abwechselnd der Ton leise oder laut gestellt werden.

Der Ultraschall-Empfänger läßt sich mit wenigen Handgriffen in das Fernsehgerät einbauen, das Aufnahmemikrofon wird auf der Schallwand unterhalb des Lautsprechers mit zwei Muttern befestigt.

14. Stromversorgung

Fernsehempfänger enthalten je nach der Schaltung 15 bis 25 Röhren oder Transistoren, die mit Betriebsströmen zu versorgen sind. Würde man, wie im Rundfunkempfänger, Röhren mit gleicher Heizspannung verwenden und die Heizfäden parallel schalten, so müßte der Netztransformator allein dafür bis zu 60 W Heizleistung übertragen. Etwa die gleiche Leistung wird außerdem für die Anodenstromversorgung benötigt. Dies erfordert einen Transformator für mindestens 120 W, der ziemlich teuer wäre. Das Streufeld eines solchen Netztransformators kann außerdem in einem Fernsehempfänger unangenehme Störungen verursachen. 50-Hz-Streuspannungen bringen die Kippgeräte außer Tritt, wenn die Frequenz des Lichtnetzes nicht genau mit der Bildkippfrequenz übereinstimmt. Gelangt die Netzstörspannung in den Bild-Nf-Teil, so ergeben sich dadurch helle oder dunkle waagerechte Streifen im Bild. Man spricht dann vom *Netzbrumm* im Bild, obgleich es sich hier nicht wie beim Lautsprecherbrumm um eine akustische, sondern um eine optische Erscheinung handelt.

Störungen durch das Streufeld kann man durch Ringkern- oder Philberth-Transformatoren verhindern, die aber noch teurer sind. Um Kosten zu sparen und diese Störungen zu vermeiden, schaltet man deshalb in der überwiegenden Zahl der Fälle die Fernsehempfänger in Allstromtechnik. Die Röhrenheizfäden liegen hierbei in Reihe an 220 V Netzspannung. Der Heizkreis ist für 0,3 A Heizstrom bemessen. Viele Röhren sind bereits für diesen Strom vorgesehen, so z. B. alle Typen der P-Röhrenserie.

Auch wenn in Sonderfällen ein Netztransformator vorgesehen wird, z. B. bei Viernormen-Empfängern, die an 110- oder 150-V-Wechselstromnetzen betrieben werden sollen, legt man trotzdem die Heizfäden in Serie.

Bei der Allstrom-Schaltungstechnik ist das Gerätechassis stets mit einem Pol des Lichtnetzes verbunden. Während der Fehlersuche, bei der man das Chassis ohne schützendes Gehäuse betreiben muß, ist deswegen unbedingt ein Trenntransformator zwischen Netz und Empfänger zu schalten, damit das Chassis ungefährdet berührt werden kann.

Die Reihenfolge der Heizfäden muß gut überlegt werden, damit brummempfindliche Stufen an den Anfang des Heizkreises zu liegen kommen. Die Heizfäden sind hochfrequenzmäßig über Kapazitäten zu erden, damit keine Hf-Spannungen im Heizkreis auftreten und die Stufen gegeneinander entkoppelt sind. Dies gilt besonders für die Oszillatorstufen, die zusätzlich durch Drosseln gegen Ausstrahlen von Störschwingungen gesichert werden. Die Drosselwirkung für VHF und UHF wird hierbei bereits durch auf den Schaltdraht aufgefädelte Ferritperlen erzielt.

Um das 50-Hz-Modulationsbrummen zu verhindern, haben sich Germaniumdioden im Fernsehempfänger viel schneller als im Rundfunkempfänger eingeführt, obgleich Röhrendioden in Verbundröhren weniger kosten. Jede Röhrendiode bringt aber Brummgefahr infolge der Kapazität zwischen Katode und Heizfaden, besonders wenn die Katode, wie dies erforderlich ist, an einem „heißen" Punkt liegt. Man kann auch die Röhren, die Dioden enthalten, nicht alle an den Anfang legen.

Der hohe Anodenstrombedarf eines Fernsehempfängers (bis zu 350 mA) erfordert leistungsfähige Gleichrichter. Bisweilen sieht man zwei verschiedene Gleichrichterkreise vor, weil sich dadurch die einzelnen Stufen besser entkoppeln lassen. Der große Strombedarf ergibt wiederum einen großen Brummspannungsanteil im Anodengleichstrom. Um die 50-Hz-Brummfrequenz hinter den Netzgleichrichtern zu vernichten, sind starke Siebmittel notwendig. Elektrolytkondensatoren im Gesamtwert bis zu 500 μF sind daher nicht selten.

Die Stromversorgung von Fernsehempfängern ist leicht zu übersehen, deshalb begnügen wir uns hier mit einem Beispiel. Ein weiteres bringt die vollständige Schaltung Bild 15,01.

Bei Fernsehempfängern, die mit Transistoren bestückt sind, entfällt die Heizung für die Transistoren. Die Betriebsspannung wird entweder durch Gleichrichter aus dem Lichtnetz erzeugt oder bei transportablen Empfängern aus einer kräftigen Akkumulatorenbatterie entnommen. Diese Batterie muß allerdings nach mehreren Stunden Betriebszeit ebenfalls aus dem Netz wieder aufgeladen werden. Auch bei vollständig mit Transistoren bestückten Fernsehempfängern wird die Hochspannung mit einer Vakuumgleichrichterröhre aus den Zeilenrücklaufimpulsen des Zeilenausgangsübertragers erzeugt.

Bild 14,01. Stromversorgung eines mit Röhren bestückten Fernsehempfängers

Heizkreis: An der Masseseite des Heizkreises liegt zunächst die Bildröhre, die auf diese Weise gegen Brummstörungen aus dem Heizkreis gesichert ist. Darauf folgen die Röhren für Bildkippgenerator und Nf-Verstärker, die gleichfalls brummempfindlich sind. – Etwa in der Mitte des Heizkreises befinden sich die Röhren der VHF-

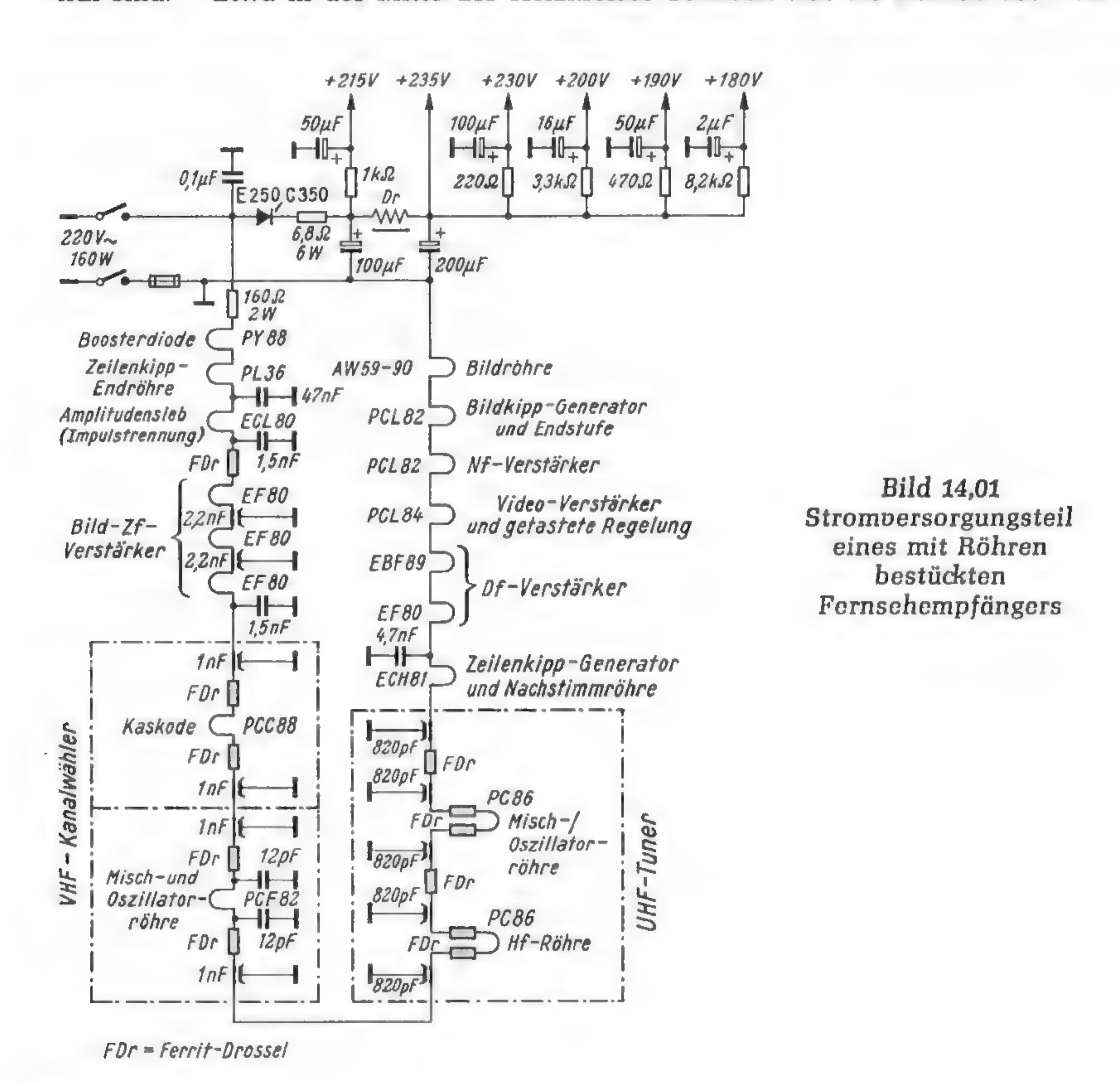


Bild 14,01
Stromversorgungsteil eines mit Röhren bestückten Fernsehempfängers

und UHF-Eingangsteile. Ihre Heizfäden sind gegen den übrigen Heizkreis durch Ferritperlen verdrosselt und durch Kondensatoren gegen die Abschirmung verblockt. Die Kapazitätswerte in Höhe bis zu 1 nF sind genügend klein, so daß keine störenden Serienresonanzen mit der Zuleitungsinduktivität der Kondensatoren auftreten können. Die Heizfäden der darauffolgenden drei Zf-Verstärkerröhren sind gleichfalls gut gegen Masse verblockt. – Am Ende des Heizkreises liegen Zeilenkipp-Endröhre und Boosterdiode, denn infolge der in diesen Stufen herrschenden großen Nutzamplituden kann ihnen die Spannung zwischen Katode und Faden wenig anhaben. Die restliche Spannung bis 220 V wird von einem Vorwiderstand aufgenommen. Die Hochspannungsgleichrichterröhre ist hier nicht dargestellt, da sie aus dem Zeilentransformator geheizt wird.

Anodenstromkreis: Zur Anodenstromversorgung dient ein Silizium- oder Selengleichrichter entsprechender Leistung. Die Spannung am Ladekondensator unmittelbar hinter dem Gleichrichter dient wie im Rundfunkempfänger zur Anodenstromversorgung der Lautsprecherröhre. Die übrigen Anodenspannungen für die einzelnen Stufen des Empfängers werden durch Widerstände und Kondensatoren gesiebt und gegeneinander entkoppelt. Bei starkem Stromverbrauch und dementsprechend niedrigen Vorwiderständen sind die Kapazitäten hoch (220 Ω/100 μF), für Stufen mit geringeren Strömen genügen kleine Siebkapazitäten (8,2 kΩ/2 μF).

15. Schaltungsuntersuchung

Anders als bei der Entwicklung der Rundfunkgeräte während der letzten dreißig Jahre wird dem Werkstattmann und dem Amateur im Fernsehempfänger von vornherein ein ziemlich ausgereiftes Gerät vorgestellt, dessen verwickelte Schaltungstechnik vielfach denjenigen abschreckt, der allmählich vom Einkreisempfänger bis zum FM-Superhet in die Rundfunkempfängertechnik eingeführt wurde. In diesem Buch ist deshalb eine möglichst feine Unterteilung in Einzelstufen vorgenommen worden, um das Verständnis zu erleichtern. Wer den Zweck und die Wirkungsweise dieser Einzelstufen beherrschen lernt, wird auch bald das sinnvolle Zusammenarbeiten in der Gesamtschaltung verstehen.

Nun sind aber Fernsehempfänger-Schaltbilder stets als Ganzes dargestellt. Deswegen werden einige Richtlinien willkommen sein, um eine Gesamtschaltung aufgliedern und besser überblicken zu können. Wir gehen dabei von drei Festpunkten aus: Antenneneingang, Bildröhre und Lautsprecher.

Eingangsteil, Bild-Zf-Verstärker und Videoteil

Zwischen Antennen-Eingang und Katode bzw. Steuergitter der Bildröhre muß die eigentliche Empfangsschaltung liegen, im Prinzip ein Überlagerungsempfänger, wie wir ihn seit Jahrzehnten vom AM-Super kennen. Diese Schaltung besteht aus Hf-Vorstufe, Oszillator, Mischstufe, Zf-Verstärker, Signalgleichrichter und Endstufe.

Hf-Vorstufe, Oszillator und Mischstufe bilden eine Einheit. Bei neueren Empfängern sind zwei dieser Einheiten vorhanden, der VHF-Kanalwähler und der UHF-Tuner. Ihre Schaltungen sind meist von gestrichelten Linien als Zeichen für eine besondere Abschirmung umgeben. Innerhalb dieser Einheit sind die einzelnen Funktionen an folgenden Merkmalen zu erkennen:

VHF-Kanalwähler

Die Hf-Vorstufe besitzt umschaltbare Spulensätze oder Variometer für die einzelnen Kanäle im Gitter- und Anodenkreis. Als Röhre wird vorwiegend eine Doppeltriode in Kaskodeschaltung verwendet.

Die Mischstufe enthält einen umschaltbaren Hf-Kreis oder ein Variometer (gekoppelt mit dem Hf-Kreis der Vorstufe) und einen fest abgestimmten Anodenkreis für die Zwischenfrequenz.

Der Oszillator besitzt einen stufenweise umschaltbaren oder induktiv durchstimmbaren Schwingkreis. Dieser Kreis enthält bei Geräten bis zum Baujahr 1959 einen stetig veränderlichen Drehkondensator zur Feinabstimmung. Bei neueren Geräten liegt dagegen meist eine Diode zur automatischen Feinabstimmung parallel zum Kreis. Die Nachstimmspannung liefert eine Diskriminatorstufe, die irgendwo an den Bild-Zf-Verstärker angekoppelt ist.

In Transistorgeräten wird je ein Transistor für die Vorstufe und die Oszillatorstufe vorgesehen, gemischt wird in einer Diode.

UHF-Tuner

Er besteht meist aus einem fest eingestellten Eingangsübertrager, einer Vorstufe mit stetig durchstimmbaren Leitungskreisen in Bandfilter-Anordnung, einer selbstschwingenden Mischstufe mit einem gleichfalls durchstimmbaren Leitungskreis und dem Zf-Ausgangskreis. Röhrengeräte arbeiten mit zwei Einzeltrioden, Transistorgeräte mischen in einer Diode. Der Eingang des UHF-Tuners führt zu gesonderten Antennenklemmen zum Anschließen der UHF-Dipolantenne.

Bild-Zf-Verstärker

Auf den Zf-Kreis der Mischstufe folgt der Bild-Zf-Verstärker, äußerlich kenntlich am gleichförmigen Aufbau von zwei bis vier Verstärkerstufen mit fest abgeglichenen Schwingkreisen. Am letzten Zf-Kreis liegt der Bildsignal- oder Video-Gleichrichter, eine Germaniumdiode. Kennzeichnend für diesen Gleichrichter ist der niedrige Arbeitswiderstand von nur 2 bis 3 kΩ. Andere Dioden besitzen meist höhere Ableitwiderstände und dienen für die verschiedensten Steuer- oder Regelzwecke. Die Video-Spannung an dem niederohmigen Diodenwiderstand wird stets dem Eingang einer Verstärkerstufe zugeführt, entweder einer Vorstufe oder in der überwiegenden Zahl der Fälle unmittelbar der Video-Endstufe. Einige Spulen zum Anheben der hohen Frequenzen dürfen nicht darüber hinwegtäuschen, daß wir uns hier bereits im Videoteil befinden, denn vom Ausgang dieser Endstufe führt eindeutig eine Leitung zur Katode oder zum Gitter 1 der Bildröhre.

Damit liegt der Weg des Fernsehsignals fest, und bei der Fehlersuche, z. B. mit dem Oszillografen, können diese Stufen auf das charakteristische Bild der sich ständig ändernden Zeilenmodulation hin abgetastet werden.

Tonteil

Der Tonteil wird am besten rückwärts vom Lautsprecher aus verfolgt. Hier liegen bekannte Verhältnisse vor. Von hinten nach vorn folgen aufeinander: Endstufe – Nf-Vorstufe – FM-Demodulator (Ratiodetektor, Diskriminator) – dann eine oder zwei Df-Stufen *außerhalb* des bereits betrachteten Bild-Zf-Kanals.

Die Fehlersuche im Tonteil entspricht der in einem normalen UKW-Super. Hierzu würde sich also ein Signalverfolger am besten bewähren.

Amplitudensieb

Von der Video-Endstufe führt stets eine Leitung über RC-Schaltelemente zu einer weiteren verstärkerähnlichen Anordnung. Sie dient als Amplitudensieb für die Synchronisierimpulse. Meist sind zwei Verstärkerelemente vorhanden, die bei Röhrenbestückung zu einer Doppelröhre, z. B. der ECL 80 oder ECH 84, vereinigt sind. Das zweite System dient dann dazu, um die andere Seite der Impulse zu beschneiden. Vielfach ergänzt eine Störaustaststufe das Amplitudensieb.

Zeilenablenkteil

Da oft recht schwer zu erkennen ist, wo hinter dem Amplitudensieb die Verzweigung in Raster- und Zeilenimpulse vorgenommen wird, verfolgt man die Schaltung des Zeilenablenkteils am besten ebenfalls von rückwärts aus. Der Übertrager, an den zwei Dioden angeschlossen sind, ist stets der Zeilenausgangs-Übertrager. Die Bestätigung hierfür geben die Typenbezeichnungen dieser Dioden. Sie enthalten fast immer ein „Y“, z. B. DY, EY oder PY.

Dieser Ausgangsübertrager liegt im Ausgangskreis einer Leistungsverstärkerstufe. Die Stufe davor ist der Zeilenkippgenerator, entweder ein Sperrschwinger, ein Multivibrator oder ein Sinusgenerator. Von hier nach vorn zu dem schon identifizierten Amplitudensieb weitergehend, muß man die Zeilensynchronisier-Schaltung erfassen. Dieser Teil wird dem Anfänger zunächst die größten Schwierigkeiten machen. Hier hilft nur ausdauerndes Studium des Kapitels über Zeilensynchronisier-Schaltungen und das systematische Lesen von Schaltbildern.

Bildkippteil

Der zweite, einfacher aufgebaute Übertrager im Ausgangskreis einer Leistungsstufe (bei Röhren z. B. PL 82 oder PCL 82) bleibt nun nur noch für den Rasterablenkteil

übrig. Wieder rückwärtsgehend, muß man hier auf den Rastergenerator (Sperrschwinger oder Multivibrator) treffen, der meist über ein mehrteiliges RC-Glied vom Amplitudensieb her synchronisiert wird. Hiermit ergibt sich dann eindeutig die Ausgangsstufe des Amplitudensiebes, denn hier führen die Synchronisierleitungen für Zeilen- und Rasterablenkteil zusammen.

Nach diesen Gesichtspunkten läßt sich bei Fleiß und Übung jedes Fernsehempfänger-Schaltbild analysieren. Sehr erleichtert wird das Verständnis durch sorgfältig ausgearbeitete Industrieschaltbilder, die nicht nur für den gut ausgebildeten Labor-Ingenieur, sondern auch für den Werkstatt-Techniker gestaltet sind. Er kann sich viel leichter in die Schaltung einarbeiten, wenn folgende Punkte beachtet werden:

1. Die einzelnen Stufen der Schaltung und vor allem die Schaltzeichen für Bedienungselemente sind mit Hinweisen auf die Wirkung zu versehen, wie: Feinabstimmung, Helligkeit, Schärfe, Rastersynchronisierung, Zeilensynchronisierung usw.
2. Systeme von Verbundröhren sind getrennt an den Stellen der Schaltung zu zeichnen, wo sie stromlaufmäßig hingehören. Bereits die Schaltung eines einfachen Nf-Teils mit einer Röhre PCL 86 wird z. B. viel deutlicher, wenn die Systeme getrennt gezeichnet und die Kopplungselemente dazwischen angeordnet werden.
3. An wichtigen Spannungspunkten sind Hinweise für die dort vorhandenen Spannungskurven zur Kontrolle mit dem Oszillografen anzubringen. Dabei wäre künftig eine Kennzeichnung erwünscht, ob es sich um Impulse aus dem Sendesignal (BAS) oder im Gerät selbst erzeugte Impulse aus den Ablenkgeräten handelt.
4. Die Schaltungstechnik der Fernsehempfänger liegt in großen Zügen fest, doch arbeitet man ständig an der Verbesserung von Einzelheiten. Die Bedeutung solcher Feinheiten kann nicht immer aus dem Schaltbild selbst abgelesen werden. Gute Service-Anweisungen enthalten deshalb stets eine Funktionsbeschreibung, in der gerade diese Sonderfunktionen gut erläutert werden sollten. Dies stellt nicht nur eine wertvolle Hilfe beim Kundendienst dar, sondern beweist besser als schwungvolle Werbeschlagworte, daß man sich ehrlich um die Vervollkommnung des Gerätes bemüht hat.

Bild 15,01. Blockschaltung eines Hochleistungsempfängers

Die Blockschaltung Bild 3,01 bot nur eine erste Orientierung über den Aufbau eines Fernsehempfängers. Die Service-Schriften enthalten vielfach eigene für den jeweiligen Empfängertyp zugeschnittene Blockschaltungen. In ihnen sind auch Hinweise für die wichtigsten Regelungen zu finden.

Im Bild 15,01 erkennt man links am Rande und in der zweiten Reihe von oben den Eingangsteil, den Bild-Zf-Verstärker und den Video-Verstärker. An den Video-Verstärker schließt sich in der dritten Reihe links die Stufe für die automatische Regelspannung an. Sie wirkt auf den VHF-Eingangsteil und den Zf-Verstärker.

In der oberen Reihe der Blockschaltung liegen Df- und Nf-Verstärker, gesteuert vom Video-Gleichrichter. Bild-Zf- und Video-Stufe liefern die Signale für die Störaustastung und damit für die Synchronisier-Trennstufe, auch als Amplitudensieb bezeichnet. Von dort werden Vertikalablenkung (Bildkippteil) und Horizontalablenkung (Zeilenkippteil) gesteuert.

An der Bildröhre finden sich Video-Signal und Ablenkspannungen zusammen. Zum Unterdrücken der Zeilenstruktur ist ferner oberhalb der Bildröhre ein Zeilenwobbler vorgesehen. Nicht dargestellt sind die verschiedenen Stromversorgungsleitungen und die Hochspannungserzeugung für die Bildröhre.

Bild 15,02. Gesamtschaltung eines Hochleistungsempfängers (Philips Leonardo AS Automatic)

Die hinten in dieses Buch eingefügte Schaltung, die dem Service-Schaltbild entspricht, zeichnet sich durch deutlich gegliederte Stufen aus. Sie sind durch farbigen Druck unterschieden und erleichtern so das Verständnis und die Fehlersuche. Um

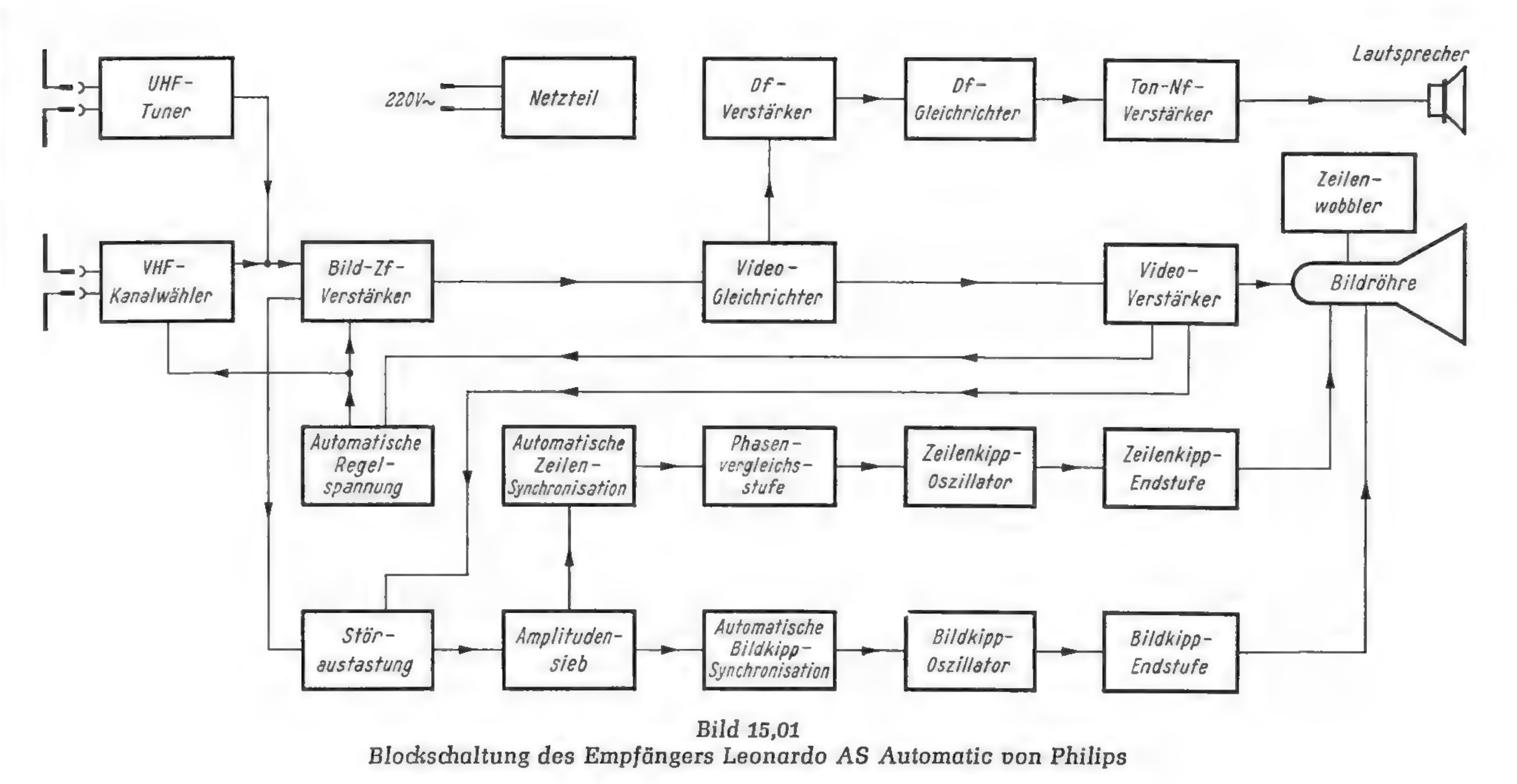


Bild 15,01
Blockschaltung des Empfängers Leonardo AS Automatic von Philips

viele parallele Leitungen zu vermeiden, bei denen sich das Auge leicht verläuft, sind hier die längeren Verbindungsleitungen gewissermaßen zu Kabelsträngen zusammengefaßt. Die einzelnen Kabeladern werden an den Verzweigungsstellen durch kleine Buchstaben bezeichnet. Dies erleichtert das Verfolgen von Leitungen und macht das Schaltbild übersichtlicher.

Die Anodenspannungs-Versorgungsleitungen sind durch die Zahlen + 1 bis + 6 gekennzeichnet. Diese Leitungen sind nicht durchgezogen, sondern die Zahlen kehren an der betreffenden Stufe wieder.

Wirkungsweise der Schaltung

VHF-Kanalwähler

Der Kanalwähler ist mit den Röhren Rö 5 (PCC 189) zur Hf-Verstärkung und Rö 6 (PCF 86) als Misch- und Oszillatorröhre bestückt. Dieser Baustein entspricht im Prinzip den im Kapitel 3 dieses Buches besprochenen Anordnungen. Mit dem Tastensatz UHF wird die VHF-Mischröhre Rö 6 so umgeschaltet, daß ihr Pentodensystem beim UHF-Empfang als zusätzliche Zf-Verstärkerstufe arbeitet. Der Kanalwähler enthält keine automatische Frequenzregelung, sondern er arbeitet mit gespeicherter Feinabstimmung nach Bild 3,18.

UHF-Tuner

Der UHF-Tuner ist mit den Röhren Rö 25 (PC 88) zur Hf-Verstärkung und Rö 26 (PC 86) als Oszillator- und Mischröhre bestückt. Zum wahlweisen Empfang von Bereich I und III oder Bereich IV wird am Kanalwähler mit den Kontakten u 1 – u 2 – u 3 des Tastensatzes die Zf-Leitung und mit den Kontakten u 4 – u 5 – u 6 die Speisespannung + 3 umgeschaltet.

Bild-Zf-Verstärker

Der dreistufige Zf-Verstärker ist mit den Spanngitterröhren Rö 16, Rö 15 und Rö 14 bestückt. Das Eingangsbandfilter besteht aus drei Abstimmkreisen, von denen der erste im Kanalwähler sitzt; das Filter ist niederohmig in den Fußpunkten gekoppelt. Die beiden Kreise vor der ersten Zf-Röhre werden über die im Fußpunkt liegenden Nachbarkanal-Saugkreise gekoppelt. Die Eigentonfalle (33,55 MHz) ist kapazitiv an die Koppelspule S 27 des zweiten Bandfilters angeschlossen. Die Verstärkung der ersten Zf-Röhre (EF 183) wird automatisch geregelt.

Video-Gleichrichter

Die Wirkungsweise der Gleichrichterstufe entspricht derjenigen der bekannten Schaltungen. Der Diodenarbeitswiderstand von 2,7 kΩ liegt unmittelbar am Gitter der Video-Endröhre. Die 5,5-MHz-Df-Frequenz wird über die Leitungen e und f ausgekoppelt.

Video-Verstärker

Das Video-Signal wird im Pentodensystem der Röhre PCL 84 (Rö 10) verstärkt und der Katode der Bildröhre zugeführt. Das Oszillogramm dort zeigt den Bildinhalt und die Synchronisierimpulse. Im Video-Verstärker sind die Spulen zur Korrektur des Frequenz- und Phasenganges zu erkennen. In der Katodenleitung liegt ein 5,5-MHz-Sperrkreis, um die Differenzträgerfrequenz von der Bildröhre fernzuhalten. Das Schirmgitterpotentiometer dient zum Einstellen des Kontrastes.

Die Helligkeit wird am Wehnelt-Zylinder der Bildröhre mit dem Potentiometer H eingestellt. Parallel zu dem zugehörigen Spannungsteiler sind zwei VDR-Wider-

stände und ein 2-µF-Elektrolytkondensator angeordnet; sie dienen zur automatischen Leuchtfleckunterdrückung. Beim Ausschalten des Gerätes wird der Widerstand R 101 hochohmiger, weil die Spannung daran langsam abklingt, und der Widerstand R 108 niederohmiger, weil der geladene Elektrolytkondensator keine Gegenspannung mehr hat und sich darüber entlädt. Die positive Ladung am Kondensator bleibt jedoch eine gewisse Zeit erhalten; sie liegt auch am Wehnelt-Zylinder, der somit die von der Katode emittierten Elektronen abfängt. Parallel zum 330-kΩ-Widerstand liegen die Anschlüsse für die Helligkeits-Fernbedienung. Am Wehnelt-Zylinder erscheinen ferner die Oszillogramme der Zeilen- und Bild-Austastimpulse von $Z = 60\ V_{SS}$ und $B = 140\ V_{SS}$. Die Trimmwiderstände D und S dienen zum Einstellen der Dunkelspannung und der Schärfe der Bildröhre.

Automatische Verstärkungsregelung

Die Taströhre (Koinzidenzröhre) Rö 9 wird an der Katode über den mit der Video-Endröhre gemeinsamen Katodenwiderstand (560 Ω) über Leitung m mit dem einen Teil des negativ gerichteten Bildsignals gesteuert. Das Oszillogramm ($Z = 3{,}7\ V_{SS}$) ist am Verzweigungspunkt der Leitungen i, k, l, m unterhalb von Röhre 10 zu erkennen. Die positiv gerichteten Zeilenrückschlagimpulse werden über den 1-nF-Kondensator und einen VDR-Widerstand der Anode zugeführt. Der VDR-Widerstand richtet infolge seiner gekrümmten Kennlinie die unsymmetrischen Zeilenrückschlagimpulse gleich und erzeugt im Gegensatz zu den bisher besprochenen Taströhrenschaltungen an der Anode eine ständige positive Spannung von + 34 V. Dadurch wird auch dann eine Regelspannung erzeugt, wenn die Synchronisierung außer Tritt fällt, also keine Koinzidenz mehr besteht. Andernfalls könnte beim Nichtzustandekommen der Regelspannung das Gerät übersteuert werden. Die negative Regelspannung gelangt über den Widerstand R 62 zum Bild-Zf-Verstärker. Als Schwellwertdiode für die Hf-Stufe dient die über den Widerstand R 60 vorgespannte Röhre Rö 11′.

Damit bei Kontraständerungen der Schwarzpegel erhalten bleibt, wird die Größe der erzeugten Regelspannung von der *Schwarzschulter* des Sendersignals abgeleitet. Dazu wird der von der Katode der Triode Rö 12′ abgenommene negative Synchronimpuls differenziert und dem Steuergitter der Taströhre Rö 9 zugeführt. Er tastet in Antikoinzidenzschaltung den Synchronimpuls des Katodensignals aus und hebt nur die hintere Schwarzschulter des Sendersignals an, die damit als Bezugspegel für die Regelspannung dient.

Df-Verstärker und -Gleichrichter

Die Schaltungen des 5,5-MHz-Differenzträgerverstärkers und des Gleichrichters mit den Röhren Rö 13 und Rö 12 entsprechen denen eines normalen FM-Zf-Verstärkers. Parallel zu dem in der Regelspannungskette liegenden Widerstand R 18 sind die Fernbedienungsanschlüsse für Lautstärke angeordnet.

Tonfrequenz-Verstärker

Die eisenlose Endstufe ist mit den Röhren Rö 3 und Rö 4 bestückt. Die Triode der Röhre Rö 3 arbeitet als Nf-Vorverstärker. Von der Katode der Röhre Rö 4 wird in den Katodenkreis der Nf-Vorstufe gegengekoppelt. Eine weitere ungewöhnliche Gegenkopplung, die mit der Funktion als Fernsehempfänger nichts zu tun hat, sei des Interesses wegen ebenfalls knapp erläutert: Die Gegenkopplungsspannung an der Katode der Nf-Röhre Rö 3′ steuert zugleich das Gitter der Katodenverstärkerröhre Rö 10′. Die an ihrem Katodenwiderstand R 107 entstehende Nf-Spannung gelangt über den Diskriminator und den Lautstärke-Einsteller zum Gitterkreis der Nf-Röhre. Befindet sich der Schleifer am oberen Ende, so herrscht zwischen der am

Gitter eingespeisten Gegenkopplung und der an der Katode Gleichgewicht, d. h. man erhält eine maximale Verstärkung ohne Gegenkopplung. Beim Zurückdrehen des Lautstärke-Einstellers überwiegt die Gegenkopplung an der Katode und nimmt ständig zu.

Die Röhre Rö 10′ läßt zwar Gegenkopplungsspannung zum Diskriminator durch, nicht aber umgekehrt Nf-Spannung aus dem Diskriminator zum Nf-Verstärker. Damit wird verhindert, daß Tonspannung aus dem über den Widerstand R 107 hochgelegten Diskriminator an die Nf-Röhre gelangt und sich die Lautstärke nicht auf Null bringen läßt.

Impuls-Abtrennstufe

Das Amplitudensieb (Impuls-Abtrennstufe, Clipper) arbeitet mit den Röhrensystemen Rö 11, Rö 12′ und Rö 13′. Das BAS-Signal wird aus dem Anodenkreis der Video-Endröhre Rö 10 entnommen und über den Widerstand R 150 und die Leitung l dem Gitter 3 des Heptodensystems der Röhre Rö 11 zugeführt. Dieses arbeitet mit nur 9,5 V Anodenspannung als Begrenzer, unterdrückt das Video-Signal und führt die Impulsreihe mit 13 V_{ss} (Oszillogramm) zur Verstärkung an das Gitter der Impulsverstärkertriode Rö 12′ (2. Clipper). Dem Gitter 1 der Heptode werden über den Kondensator C 152 negativ gerichtete Störspitzen aus dem Stör-Inverter (Noise-Inverter) Rö 13′ zugeführt. Sie verriegeln das System Rö 11 während stärkerer Störspannungen und verhindern dadurch falsche Synchronisierimpulse.

Die Störaustastspannung wird an einem schmalbandigen, auf 35,5 MHz abgestimmten Filter über die Leitungen g und h aus dem Bild-Zf-Verstärker gewonnen und dem als Gittergleichrichter arbeitenden Triodensystem Rö 13′ zugeführt. Bei großen Störamplituden wird der Anodenstrom dieses Systems kleiner, damit verringert sich der Spannungsabfall an dem in der Katodenleitung liegenden Widerstand R 77. Diese somit negativ gerichteten Spannungsstöße verriegeln dann, wie bereits vorher erwähnt, über den Kondensator C 152 das Gitter 1 der ersten Impuls-Abtrennstufe (1. Clipper).

Phasenvergleichsstufe

Aus dem Anodenkreis der zweiten Impuls-Abtrennstufe (Rö 12′) werden die Synchronisierimpulse mit nunmehr 75 V_{ss} (Oszillogramm) über den Widerstand R 230 und die Kondensatoren C 145 und C 205 dem Verbindungspunkt der beiden Dioden der Phasenvergleichsstufe zugeführt. Über Leitung p kommen Zeilenrückschlagimpulse aus dem Zeilenausgangsübertrager, werden durch das CR-Glied C 144/R 133 am Gitter des Röhrensystems Rö 17 differenziert (Oszillogramm Z = 510 V_{ss}) und erscheinen dann mit 270 V_{ss} am Impulstransformator in der Katodenleitung der Phasenvergleichsstufe. Von Anzapfungen dieses Transformators und über die Kondensatoren C 202 und C 208 gelangen dann Impulse richtiger Phasenlage und entgegengesetzter Polarität mit je 55 V_{ss} (Oszillogramme) an die Dioden X 7 und X 8. Zusätzlich werden über die Widerstände R 239 und R 233 und die Leitungen p und r Spannungen aus dem Zeilenausgangsübertrager angelegt, um den Fangbereich zu vergrößern. Weiter dient die Triode Rö 9′ als Fangstufe für die automatische Zeilenfrequenzregelung. Sie arbeitet etwa nach dem Prinzip von Bild 12,14 und 12,16. Die Triode wird normalerweise durch eine negative Spannung von − 70 V am Gitter gesperrt. Diese negative Spannung wird von der Diode X 9 durch Gleichrichten der über den Kondensator C 203 zugeführten Zeilenrückschlagimpulse und gleichzeitig der über den Kondensator C 207 vom Amplitudensieb kommenden positiven Zeilensynchronimpulse (Oszillogramm Z = 70 V_{ss}) gewonnen. Die beiden Spannungen koinzidieren bei richtiger Synchronisierung an der Diode und liefern zusammen eine so hohe negative Sperrspannung (− 70 V), daß die zugleich über den Kondensator

C 204 am Gitter liegenden positiven Zeilensynchronisierimpulse die Röhre nicht öffnen können.

Gerät jedoch die Synchronisation außer Tritt, dann treffen die Impulse zu verschiedenen Zeiten an der Diode X 9 ein. Die negative Richtspannung wird zu klein, die am Gitter liegenden positiven Synchronisierimpulse lösen entsprechende Anodenstromstöße in Röhre 9′ aus, die nun direkt auf den Sinusoszillator der Röhre Rö 1 einwirken und ihn wieder in Tritt bringen. Damit wird die Phasenvergleichsstufe wieder in den Fangbereich hineingezogen.

Zeilenoszillator

Der Zeilenoszillator arbeitet mit den beiden Systemen der Röhre Rö 1 als Sinusgenerator und Nachstimmstufe ähnlich Bild 10,27. An der Schwingkreisspule mißt man das Oszillogramm der Sinusspannung mit 27 V_{ss} und Andeutungen der Synchronimpulse; am Gitter 1 der Oszillatorröhre sind die Sinuskuppen (70 V_{ss}) durch Gitterstrom einseitig abgeflacht. Die Steilheit der Reaktanzröhre wird mit der Nachsteuerspannung aus der Phasenvergleichsstufe verändert.

Zeilen-Endstufe

Die Zeilen-Endstufe arbeitet in der bekannten Weise mit der Zeilen-Endröhre PL 500, der Boosterdiode PY 88 und der Hochspannungs-Gleichrichterröhre DY 86. Die Boosterspannung am Meßpunkt M 11 beträgt 700 V. Zum Stabilisieren der Spannung am Zeilenausgangsübertrager wird sie von einem Fühler aufgenommen, gleichgerichtet und als negative Vorspannung dem Gitter der Zeilen-Endröhre zugeführt. Diese dient also zugleich als Stellglied. Wird die Ausgangsamplitude größer, dann wird die negative Vorspannung größer. Damit sinken Anodenstrom und Anodenwechselspannung, d. h. der Spannungsanstieg wird zurückgeregelt.

Als Fühler bzw. Gleichrichter dient hier jedoch nicht einfach ein VDR-Widerstand, sondern die Triode Rö 17′. Sie bewirkt damit gleichzeitig eine Regelspannungsverstärkung. Außerdem arbeitet sie nach dem Koinzidenzverfahren, ähnlich einer getasteten Regelung. Sie ist deshalb unabhängig von allen sonstigen Störeinflüssen und leitet die Regelspannung ausschließlich aus den Zeilenrückschlagimpulsen ab. Die Wirkung ist folgende:

Als getastete Anodenspannung dienen Zeilenrückschlagimpulse mit 160 V_{ss} (Oszillogramm), die über den Kondensator C 133 an die Anode gelangen. Zum Auftasten am Gitter dienen positive Spannungshalbwellen mit 44 V_{ss} bzw. 95 V_{ss} (Oszillogramme) aus dem Zeilentransformator. Das Gitter selbst wird jedoch durch Hochlegen der Katodenspannung auf + 45 V über die Widerstände R 125, R 130 stark negativ vorgespannt. Nur die positiven Spitzen am Gitter können es öffnen. Geringe Änderungen der Zeilenausgangsamplitude ergeben deshalb große Änderungen im Anodenstrom der Triode Rö 17′. Sie wirkt nun als gesteuerter Gleichrichter und bildet aus den an der Anode liegenden Impulsen eine negative Richtspannung von – 60 V, die über den Widerstand R 124 als negative Gittervorspannung der Zeilen-Endpentode PL 500 dient.

Die hohe negative Grundvorspannung der Triode muß jedoch selbst konstant sein. Würde man sie einfach aus der allgemeinen Stromversorgung ableiten, dann hängt sie von der Netzspannung ab und wirkt der Stabilisierung entgegen. Deswegen stabilisiert man die Katodenspannung mit dem VDR-Widerstand R 130.

Die Grundvorspannung der Triode Rö 17′ wird durch das 10-kΩ-Potentiometer mit der Bezeichnung BB = Bildbreite eingestellt. Als Kriterium dient die Boosterspannung. Sie soll bei 220 V Netzspannung mit Hilfe dieses Potentiometers auf 700 V am Meßpunkt M 11 einreguliert werden.

Bildkipp-Oszillator

Als Bildkipp-Oszillator dient der bereits in Bild 10,32 beschriebene Miller-Integrator mit der Röhre Rö 8. Die automatische Vertikalsynchronisierung arbeitet mit Hilfe der beiden Röhrensysteme Rö 21 und Rö 21′ sowie der Diode X 10. Beide Röhrensysteme dienen als Koinzidenzstufen bzw. gesteuerte Gleichrichter, die Diode als Schalter.

Aus den von der Anode der Röhre Rö 12′ mit 75 V_{ss} kommenden Impulsen werden die Bildsynchronisierimpulse durch eine Integrierkette herausgehoben (Oszillogramm B = 12 V_{ss}) und an das Gitter der Pentode Rö 21 geführt. Am Schirmgitter nimmt man sie verstärkt ab und steuert damit die Katode der Triode Rö 21′. Diese bildet die Vergleichsstufe eines Regelkreises und arbeitet in Koinzidenzschaltung nach dem Prinzip von Bild 12,03 und 12,05. Dem Gitter der Triode werden über die Leitung s negativ gerichtete Impulse aus dem Bildkipp-Ausgangsübertrager zugeführt. Mit dem Glied R 252, C 223 wird dabei die Rückflanke der Bildkipp-Ausgangsspannung durch Integration herausgehoben. Im Synchronfall koinzidieren die Impulse an Katode und Gitter, die Röhre Rö 21′ wirkt als Gleichrichter; an ihrer Anode entsteht, durch die Kapazität C 221 geglättet, eine negative Regelspannung von – 2,5 V. Sie führt zum Bremsgitter des Bildkipp-Oszillators (Miller-Integrator, Rö 8) und bestimmt dessen Frequenz. Im Normalfall wird also hier auch der Bildkipp-Oszillator indirekt mit Hilfe einer Regelgleichspannung synchronisiert.

Fällt die Synchronisierung aus, dann ist keine Koinzidenz an der Triode Rö 21′ mehr vorhanden. Die Nachregelgleichspannung an der Anode verschwindet, und der Bildkipp-Oszillator nimmt seine niedrigste Frequenz an. Für diesen Fall soll er direkt mit Synchronisierimpulsen wieder in den Fangbereich hineingesteuert werden. Dazu dient der Schaltungsteil mit der Diode X 10. Ihre Katode erhält ebenfalls negative Bildsynchronisierimpulse in Höhe von 45 V_{ss} (Oszillogramm) vom Schirmgitter der Pentode Rö 21. Die Anode der Diode bekommt eine hohe negative Gleichspannung (– 130 V) über die Widerstände R 247 und R 248 von der Anode der Pentode Rö 21. Diese Gleichspannung entsteht durch Gleichrichten der mit 125 V_{ss} (Oszillogramm) über den Kondensator C 225 zugeführten positiven Rückschlagimpulse vom Bildkipp-Ausgangsübertrager. Fällt die Synchronisierung außer Tritt, dann fallen die positiven Impulse am Steuergitter (12 V_{ss}) und an der Anode der Pentode Rö 21 (125 V_{ss}) nicht mehr zusammen. Die Röhre kann keinen Strom mehr führen, die negative Gleichspannung an der Anode und damit die Sperrspannung an der Diode X 10 entfallen. Die Diode wird leitend, und die an ihrer Katode liegenden Synchronisierimpulse gelangen nun über die Diodenstrecke, den Kondensator C 217 und den Widerstand R 249 zum Schirmgitter des Zeilenoszillators Rö 8 und synchronisieren ihn direkt, weil er, wie erwähnt, zu langsam schwingt und durch die schnelleren Direktsynchronisierimpulse in Tritt gezwungen werden kann.

Damit stellt sich an beiden Röhrensystemen der Röhre Rö 21 wieder Koinzidenz ein, und die Frequenz des Vertikaloszillators wird dann wieder automatisch über den Regelkreis mit dem Triodensystem Rö 21′ geregelt.

Bildkipp-Endstufe

Um die für 110°-Ablenkung notwendige konstante Bildhöhe und eine von der Erwärmung des Gerätes unabhängige Bildlinearität zu sichern, ist die Endstufe sehr stark gegengekoppelt. Um diese große Gegenkopplung zu erzielen, wird zusätzlich die Triode Rö 7′ als Vorverstärker benutzt. Die Bildhöhe wird mit dem Potentiometer R 185 eingestellt. Der zum Vorentzerren nötige Parabelanteil wird mit dem RC-Glied R 175/R 177 und C 165 erzeugt und über den Widerstand R 176 zum Potentiometer R 184 geführt, das zum Einstellen der Linearität dient. Zusätzlich wird ein Teil der Parabelspannung (Oszillogramm B = 95 V_{ss}) über die Kapazität C 166 auf

das Gitter des Miller-Integrators gekoppelt. Er bewirkt dort ebenfalls eine Vorverzerrung, um die richtige Form des Ablenkstromes an der Bildröhre zu erzielen.

Von der Sekundärwicklung des Bildkipp-Ausgangsübertragers führt eine Gegenkopplung (Oszillogramm B = 5,5 V_{SS}) zum Katodenwiderstand der Vorstufentriode Rö 7'. Diese über zwei Stufen wirkende Gegenkopplung ist so stark, daß allen anderen Einflüssen durch Spannungsschwankungen entgegengewirkt wird. Die Arbeitsweise des Bildkipp-Ablenkteiles läßt sich auch mit Hilfe der Oszillogramme verfolgen. Die mit negativer Polarität am Gitter 2 der Röhre Rö 8 eintreffenden Synchronisierimpulse von 70 V_{SS} werden über die Kapazität C 161 dem Bremsgitter (Oszillogramm 75 V_{SS}) zugeführt. Sie sperren den Anodenstrom und leiten die Stromübernahme durch das Schirmgitter ein. An der Anode schießt die Spannung hoch (Oszillogramm B = 57 V_{SS}), das Steuergitter erhält über die Kondensatoren C 163 bis C 164 positive Impulse von 5 V_{SS}, Anodenstrom setzt ein, und die Anodenspannung nimmt stetig ab. Am Gitter der Bildkipp-Vorstufe Rö 7' ergibt sich die entzerrte Sägezahnspannung von 6 V_{SS}. Sie bewirkt eine Schaltspannung von 55 V_{SS} am Steuergitter der Endröhre, und schließlich erhält man an der Anode der Endröhre die aus Bild 11,06 bekannte Impulsreihe.

Parallel zur Primärwicklung des Ausgangsübertragers liegt der VDR-Widerstand R 194 in Reihe mit dem 1,2-kΩ-Widerstand R 255 und dämpft die Schwingneigung der Endstufe. Am Widerstand R 255 wird ein Teil der Bildkipp-Ausgangsspannung entnommen und an die Anode der Synchronisierstufe Rö 21 geführt.

Von der Sekundärwicklung des Bildkipp-Ausgangsübertragers werden über den Kondensator C 134 und den Widerstand R 136 Dunkeltastimpulse zum Wehnelt-Zylinder der Bildröhre geführt. Auf diese Leitung gelangen auch über den Kondensator C 138 und den Widerstand R 138 die Dunkeltastimpulse aus dem Zeilenkippteil.

Am Verbindungspunkt der beiden Dunkeltastimpulsleitungen liegt die Wehnelt-Diode Rö 4'. Sie dient als zusätzliche Begrenzungs- und Glättungsdiode und schneidet während des Zeilen- und Bildhinlaufes alle etwa aus den Ablenkgeräten kommenden positiven Spannungsanstiege und Ausschwingvorgänge ab, denn diese würden sonst am Wehnelt-Zylinder den Bildstrahl hell tasten. Während der Impulspausen ist das Gitter bzw. die Diodenanode über die Widerstände R 135, R 136 positiv vorgespannt; das Gitter liegt in dieser Zeit praktisch auf Massepotential, weil die Strecke Katode-Gitter als durchgeschaltete Schaltdiode wirkt. Nur während der hohen negativen Dunkeltastimpulse wird die positive Spannung am Gitter überwunden, der Kurzschluß durch die Schaltdiode entfällt, und die Dunkeltastimpulse kommen am Wehnelt-Zylinder zur Geltung.

Sonstige Einstellorgane und Stromversorgung

Die Wirksamkeit der Helligkeits- und Kontrasteinstellung sowie die Anschlüsse für die Fernbedienung von Helligkeit, Kontrast und Lautstärke (FH, FK, FL) sind leicht aus dem Schaltbild zu ersehen, ebenso die Stromversorgung durch den Netzteil. Zu bemerken ist lediglich, daß die Bildröhre und die Röhre Rö 11 für Amplitudensieb und getastete Regelung aus einem kleinen Heiztransformator im Netzteil gesondert geheizt werden. Der *Spotwobbel-Oszillator* unterdrückt die Zeilenstruktur. Die handbediente Kontrasteinstellung K kann mit dem Schalter k 1 bis k 6 auf eine raumlichtgesteuerte Kontrastautomatik umgestellt werden.

16. Hochfrequenzleitungen und Leitungskreise

Neben der Schaltungstechnik der Fernsehempfänger, insbesondere der mit Impulsen arbeitenden Stufen, macht erfahrungsgemäß auch die Technik der Hf-Leitungen und Hf-Kabel zunächst Schwierigkeiten. Dem Werkstattmann alter Schule scheint es sonderbar, daß ein Stück Kabel mit zwei sorgfältig voneinander isolierten Drähten einen „Wellenwiderstand" von 240 Ω haben oder daß ein kurzer Drahtbügel einen sehr hohen Widerstand besitzen soll. Im folgenden Abschnitt Hochfrequenzleitungen wird deshalb versucht, diese Zusammenhänge ohne viel Theorie und Mathematik zu erläutern.

Hochfrequenzleitungen und Hochfrequenzkabel dienen zum möglichst verlustarmen Transport von Hf-Energie, zum Herstellen von „Stichleitungen" mit den Eigenschaften von Resonanzkreisen und als Transformationsstücke zum richtigen Anpassen von Antennen. Hf-Leitungen mit besonders genauen Abmessungen werden unter der Bezeichnung „Lechersystem" oder „Meßleitung" auch für Meßzwecke im UKW- und Dezimetergebiet benutzt.

Die physikalischen Gesetze für das Verhalten elektromagnetischer Schwingungen auf Leitungen wurden bereits vor langem für die Draht-Telegrafie und -Telefonie erforscht. (K. W. Wagner, Archiv der Elektrotechnik 1915, und Breisig, Theoretische Telegraphie, 2. Auflage 1924.) Die dabei gefundenen Gesetze gelten genau so für höchste Frequenzen. Im UKW-Gebiet läßt sich jedoch das Verhalten viel anschaulicher darstellen, weil die Wellenlänge der Schwingungen in die Größenordnung der Kabellängen kommt. Grundsätzlich gelten alle Gesetze sowohl für Zweidrahtleitungen (symmetrische Leitungen) als auch für Koaxialkabel (unsymmetrische Leitungen). Wir betrachten zunächst vorzugsweise Zweidraht- oder Paralleldrahtleitungen, weil diese durch das bekannte UKW-Bandkabel besonders anschaulich sind.
Die wichtigsten Eigenschaften von Hf-Leitungen werden durch zwei Begriffe festgelegt: Wellenwiderstand und Dämpfung.

Energieleitungen

Bild 16,01. Unendlich lange Leitung

Koppelt man einen Hf-Generator an eine unendlich lange Paralleldrahtleitung an, so wandert die Hf-Energie an den Drähten entlang und verschwindet im Unendlichen. Dem Generator wird also Energie entzogen. Die Leitung wirkt als Verbraucher, sie belastet den Generator wie ein Widerstand, in dem die entnommene Energie verzehrt wird. Diesen Widerstandswert der unendlichen langen Leitung nennt man ihren *Wellenwiderstand* und bezeichnet ihn mit dem Buchstaben Z. Ob dabei der Generator eine Frequenz von 100, 200 oder 400 MHz besitzt, ist ohne Bedeutung. Der Wellenwiderstand einer Leitung ist für alle Frequenzen gleich. Die Leitung schluckt die Energie unabhängig von der Frequenz unter den gleichen Bedingungen in sich hinein, so wie auf einem einsamen Gebirgsgipfel tiefe und hohe Schallfrequenzen gleichmäßig im Raum verschwinden.

Bild 16,02. Richtig abgeschlossene Leitung

Den Wellenwiderstand einer Leitung kann man berechnen oder mit Wechselstrom messen. Bei den üblichen UKW-Bandleitungen beträgt er etwa 240 Ω.
Verwendet man nun statt der unendlich langen Leitung nur ein kurzes Leitungsstück von z. B. 10 oder 30 m Länge und verbindet die freien Enden durch einen

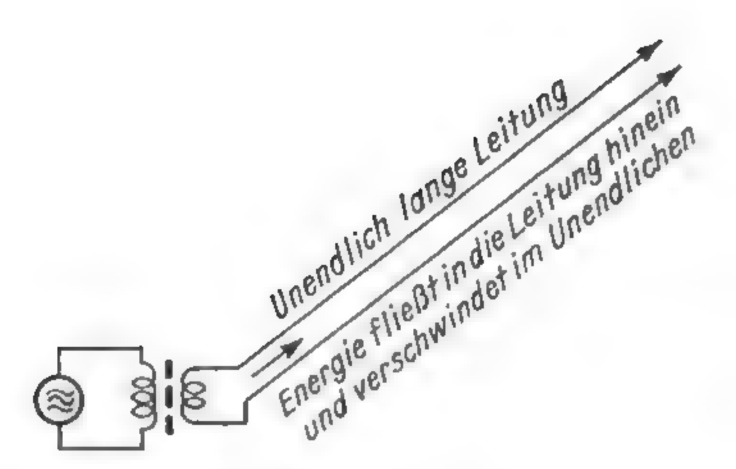


Bild 16,01
Begriff der unendlich langen Leitung



Bild 16,02
Mit ihrem Wellenwiderstand Z abgeschlossene Leitung

ohmschen Widerstand, dessen Wert genau dem Wellenwiderstand Z der Leitung entspricht, dann verhält sich dieses Leitungsstück dem Generator gegenüber ebenso wie vorher die unendlich lange Leitung, also wie eine Belastung mit dem Wert des Wellenwiderstandes Z. Die Energie fließt über die Leitung zum „Abschlußwiderstand" und wird dort restlos verbraucht. Die Leitung dient dabei nur zum Transport der Energie, ähnlich wie die Lichtleitung, die elektrische Energie zu einer Glühlampe hintransportiert.

Die Verhältnisse entsprechen jetzt, um beim vorigen Vergleich zu bleiben, nicht mehr dem Verschwinden des Schalles im freien Raum auf einem hohen Berggipfel, sondern der Abschlußwiderstand verhält sich etwa wie der poröse Wandbelag eines schalltoten Raumes, der die Schallenergie in sich hineinschluckt.

Bild 16,03. Größe des Wellenwiderstandes

Die beiden parallelen Drähte einer Bandleitung kann man einmal als Kapazität auffassen, die sich aus lauter kleinen Teilkapazitäten ΔC zusammensetzt. Der Wellenwiderstand der Leitung wird um so geringer sein, je größer ihre Kapazität ist, denn ein großer Kondensator besitzt einen geringeren Wechselstromwiderstand als ein kleiner. In einer Formel für den Wellenwiderstand wird also die Kapazität mit ihrem Kehrwert eingehen, und zwar kann man dafür den kapazitiven Widerstand $\frac{1}{\omega C}$ einsetzen. Man sagt:

Z ist eine Funktion von $\frac{1}{\omega C}$ oder mathematisch ausgedrückt:

$$Z = f\left(\frac{1}{\omega C}\right)$$

Andererseits besitzen die Leitungsdrähte eine Induktivität, die aus den in Reihe liegenden Teilinduktionen ΔL besteht. Eine größere Induktivität bedeutet aber einen höheren Widerstand für Wechselströme. Eine Leitung mit höherer Induktivität je Längeneinheit besitzt also auch einen höheren Wellenwiderstand. Z ist daher auch eine Funktion des induktiven Widerstandes ωL:

$$Z = f\ (\omega L)$$

Multipliziert man diese beiden Formeln, so ergibt sich daraus:

$$Z^2 = f \cdot \left(\frac{L}{C}\right)$$

dabei hebt sich ω, also die Frequenz heraus, Z ist also frequenzunabhängig!

$$\text{Oder angenähert } Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (\Omega, \text{H}, \text{F})$$

Für L und C sind die Werte für beliebige, aber gleichlange Leitungsstücke, z. B. für 100 m, einzusetzen. L und C können mit einer normalen Tonfrequenzbrücke gemessen werden. Dies ist sogar zweckmäßig, denn die Messung mit UKW-Frequenzen ist umständlich und erfordert eingehende Kenntnisse der Leitungstheorie. Da der Wellenwiderstand frequenzunabhängig ist, gelten die mit Tonfrequenz gemessenen und errechneten Werte auch für UKW.

Zum Messen von L wird das Leiterstück an einem Ende kurzgeschlossen, so daß es eine Schleife oder eine einzige langgestreckte Spulenwindung bildet. Zum Messen der Kapazität wird einfach die gegenseitige Kapazität der Drähte des gleichen Leiterstückes, aber mit offenen Enden gemessen.

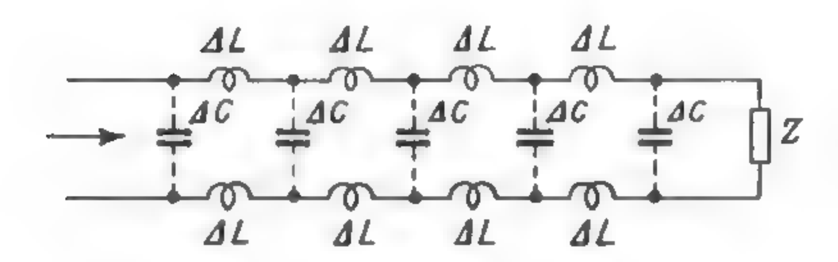


Bild 16,03
Eine Doppelleitung besteht aus gleichförmig verteilten Kapazitäten und Induktivitäten

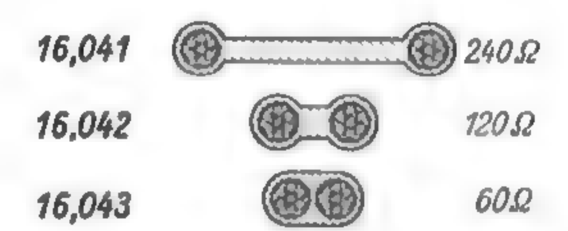


Bild 16,04
Querschnitte von Doppelleitungen mit verschiedenen Wellenwiderständen

Bild 16,04. Hf-Leitungen mit verschiedenen Wellenwiderständen

Je enger die Drähte einer Doppelleitung zusammenliegen und je größer der Drahtdurchmesser ist, um so größer ist die Kapazität zwischen den beiden Drähten. Größere Kapazität bedeutet aber geringeren Wellenwiderstand, wie wir vorhin überlegt hatten. Je geringer der Wellenwiderstand einer Leitung ist, desto enger liegen also die Drähte zusammen.

Die Induktivität dagegen ist um so größer, je weiter die Drähte voneinander entfernt sind, denn man erhält dadurch gewissermaßen eine einzige sehr große Spulenwindung. Jedoch besteht hier eine Grenze: Der Abstand der Drähte muß stets viel kleiner als die verwendete Wellenlänge sein! Ist dies nicht der Fall, dann beginnt die Leitung zu strahlen wie eine richtige Spule. Dadurch geht sehr viel Hf-Energie nutzlos verloren. Bei dem für Meterwellen benutzten Bandkabel betragen deshalb die Abstände der Drähte nur einige Millimeter. KW-Amateure dagegen verwenden als Hf-Leitungen für Wellenlängen von 20 bis 80 m Drähte mit Abständen bis zu 15 cm, um die Isolationsfestigkeit und Sprühsicherheit der Speiseleitungen von Sendeantennen zu erhöhen.

Sowohl bei zu weitem als auch bei zu engem Drahtabstand wachsen die Leitungsverluste. Die besten Eigenschaften von Doppelleitungen erhält man bei Wellenwiderständen um 240 Ω. Diesen Wert hat man daher für die hauptsächlich ver-

wendete UKW-Bandleitung gewählt. Die Entfernung der beiden Leiter hängt dabei vom Drahtdurchmesser und auch von der Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials ab. Stellt Bild 16,041 z. B. den Querschnitt eines 240-Ω-Kabels dar, so müssen unter sonst gleichen Bedingungen für 120 Ω Wellenwiderstand die Drähte auf den Abstand von Bild 16,042 und für 60 Ω nach 16,043 genähert werden. Eine symmetrische 60-Ω-Leitung läßt sich daher behelfsmäßig aus zwei verdrillten isolierten Drähten herstellen.

Bild 16,05. Leitungsdämpfung

Wie bei anderen Bauelementen entstehen auch in der Induktivität und in der Kapazität von Hf-Leitungen Verluste. Sie lassen sich angenähert durch ohmsche Serienwiderstände r im Zuge der Leitungen ausdrücken und durch Ableitwiderstände G, die die Verluste im Isoliermaterial darstellen. Die beiden Erscheinungen setzen sich zu einem Gesamtverlust zusammen. Er bewirkt, daß unterwegs auf der Leitung bereits Energie verbraucht wird, so daß nicht die gesamte hineingeschickte Leistung zum Abschlußwiderstand Z gelangt. Als Maß für diese Verluste gibt man meist die *Leitungsdämpfung* in dB/100 m oder manchmal auch in Neper/km an. Diese Leitungsdämpfung ist aber nicht frequenzunabhängig wie der Wellenwiderstand, sondern die Verluste wachsen mit höheren Frequenzen. Eine Leitung, die bei 200 MHz eine Dämpfung von 8 dB/100 m besitzt, kann für 600 MHz leicht auf 20 dB/100 m kommen.

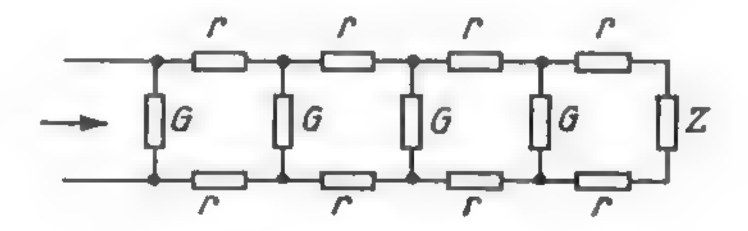


Bild 16,05
Die Hf-Verluste einer Leitung lassen sich durch Serienwiderstände r und Ableitungen G darstellen

Die Herstellerfirmen sind bestrebt, durch versilberte Leitungen und hochwertige Isolierstoffe die Verluste möglichst gering zu halten. Untersucht man für die eben angegebenen Werte die Verluste für ein Leitungsstück von 20 m Länge, so ergibt sich:

f MHz	Dämpfung dB/100 m	Dämpfung dB/20 m	U_a/U_e	Leistungsverlust
200	8	1,6	0,83	31 %
600	20	4,0	0,63	60 %

Da Hf-Leitungen beim UKW- und Fernsehempfang die aufgenommene Leistung (nicht die Spannung) übertragen sollen, fällt der Leistungsverlust von 60 % für 600 MHz bereits sehr ins Gewicht, besonders wenn noch andere Verluste hinzukommen. Kabel für Bereich IV/V soll deshalb versilberte Leitungslitzen und hochwertige Isolation besitzen, damit die Dämpfung so niedrig wie möglich ist. Das bedeutet in vielen Fällen, daß beim nachträglichen Anbringen einer UHF-Antenne an eine bereits bestehende VHF-Antennenanlage auch die Kabel gegen solche mit geringerer Dämpfung zu ersetzen sind.

Bild 16,06. Schlauchkabel

Bei dem üblichen UKW-Bandkabel verlaufen die Feldlinien zwischen beiden Leitern nach Bild 16,061 zum größten Teil durch die Luft, und Luft ist im allgemeinen der beste Isolator. Kritische Untersuchungen ergaben jedoch, daß die Dämpfung eines solchen Kabels stark vom Wetter abhängt. Dies wirkt sich besonders schädlich im UHF-Bereich aus. Messungen zeigten, daß die Dämpfung einer Leitung bei nassem Wetter in diesem Frequenzgebiet auf das Fünffache ansteigt. Ebenso ungünstigen Einfluß haben Schnee, Salzniederschläge (in Küstengebieten) und Schmutzansätze, denn die Feldlinien verlaufen hierbei zum Teil durch schlechtes Dielektrikum. Salz und Schmutzschichten sind besonders störend, weil sie dauernd am Kabel haften bleiben.

Neuerdings fertigt man *Schlauchkabel* deshalb mit einem Profil nach Bild 16,062 an. Hierbei verlaufen die Feldlinien vollkommen geschützt im Innern des Schlauches durch die Luft. Schädliche Staubablagerungen, Nässe usw. bleiben dadurch außerhalb der größten Felddichte und haben keinen Einfluß auf die Leitungsdämpfung mehr. Die guten elektrischen Eigenschaften des Kabels bleiben daher bei jedem Wetter erhalten. Das Eindringen von Nässe in das Kabelinnere ist durch Abdichten der Kabelenden zu verhindern.

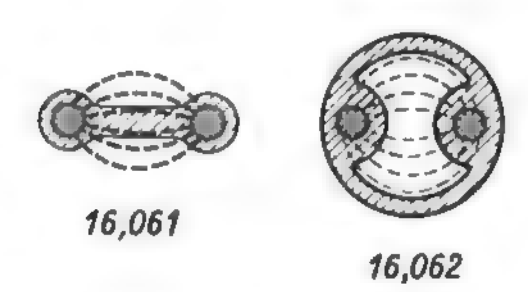


Bild 16,06
Profil eines normalen Bandkabels (16,061) und eines Schlauchkabels (16,062)

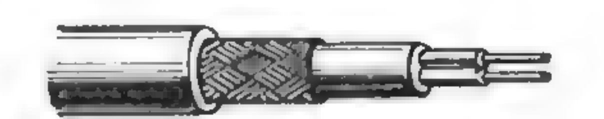


Bild 16,07
Die beiden symmetrischen Adern sind von einer Abschirmung umgeben

Bild 16,07. Abgeschirmtes Bandkabel

Während das Schlauchkabel nur von einem mechanischen Schutz umgeben ist, um Schmutzablagerungen dicht an den Adern zu vermeiden, besitzt das abgeschirmte zweiadrige Hf-Kabel eine zusätzliche elektrische Abschirmung, um Störfelder fernzuhalten. Diese Kabelart wird vor allem für Gemeinschaftsantennen-Anlagen und hinter Antennenverstärkern verwendet, und zwar in wetterfester Ausführung für im Freien verlaufende Leitungen und in einfacherer Form für die Verlegung unter Putz.

Bild 16,08. Koaxialkabel

Beim Koaxialkabel befindet sich nur eine Leitung, durch geeignete Isoliermaterialien gehalten, zentrisch im Innern einer Abschirmhülle. Die Innenseite der Abschirmung dient hier gewissermaßen als zweite Ader oder als Rückleitung. Das Feld der Nutzschwingung verläuft ausschließlich im Kabelinnern. Störungen können infolge der Abschirmung nicht eindringen. Das günstigste Verhältnis vom Innen- zum Außendurchmesser liegt bei dieser Kabelart etwa bei Wellenwiderständen von 55 bis 70 Ω. Sie werden deshalb meist für Z = 60 Ω hergestellt.

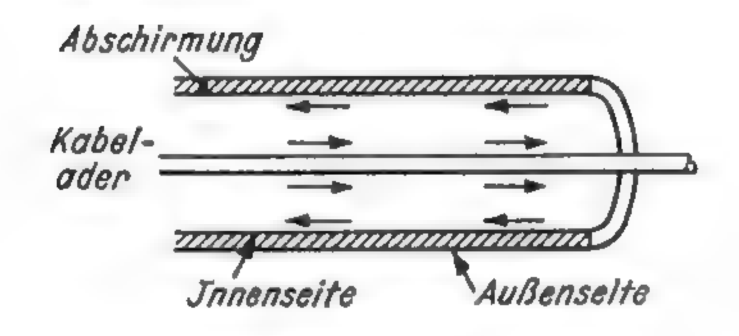


Bild 16,08
Stromverteilung auf einem Koaxialkabel, nur die Innenseite der Abschirmung dient zur Rückleitung, der Außenmantel ist neutral und schirmt Störungen ab

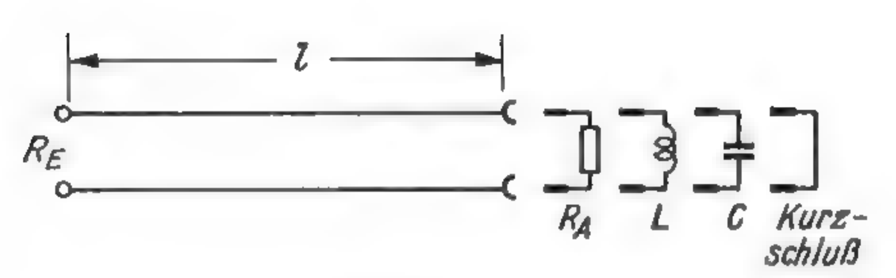


Bild 16,09
Bei richtig mit dem Wellenwiderstand Z abgeschlossenen Energieleitungen ist die Leitungslänge l ohne Einfluß; bei andersartigen Abschlußwiderständen ergeben sich je nach der Länge der Leitung dagegen verschiedene Eingangswiderstände R_E

Hf-Kabel als Resonanzkreise

Bild 16,09. Die fehlangepaßte Leitung

Weicht der Abschlußwiderstand R_A der Leitung von dem Wellenwiderstand Z ab, so spricht man von Fehlanpassung. Dabei ergeben sich recht verschiedenartige Wirkungen je nach der Größe des Widerstandes und der Länge der Leitung. Der Widerstand am Ende kann von sehr hohen ($R_A = \infty$) bis zu sehr niedrigen Werten (R_A = O), also vom Leerlauf (offene Leitung) bis zum Kurzschluß geändert werden. Dabei ändert sich dann auch der Eingangswiderstand R_E der Leitung, er stimmt dann nicht mehr mit dem Wellenwiderstand Z überein! Statt ohmscher Widerstände kann man aber auch Kapazitäten oder Selbstinduktionen am Ende der Leitung anschließen. Von diesen verschiedenen Möglichkeiten sind vor allem Kurzschluß und Leerlauf wichtig.

Während bei richtig mit dem Wellenwiderstand abgeschlossenen Energieleitungen die Länge keinen Einfluß auf die Leitungseigenschaften hat, spielt sie bei Fehlanpassung eine große Rolle. Besonders wichtig sind hierbei Leitungsstücke, die einer viertel oder halben Wellenlänge oder Vielfachen davon entsprechen. Man bezeichnet sie abgekürzt mit $\lambda/4$- und $\lambda/2$-Leitungen. Diese Leitungsstücke nehmen Resonanzeigenschaften für die betreffende Wellenlänge an. In diesen Fällen ist es zweckmäßiger, mit Wellenlängen zu rechnen, während sonst bei Überlagerungsempfängern, Bandbreiten, Durchlaßkurven usw. stets das Rechnen mit Frequenzen anschaulicher ist.

Bild 16,10. Fortschreitende und stehende Wellen

Ist der Abschlußwiderstand nicht mit dem Wellenwiderstand identisch, dann kann die am Leitungsende ankommende Energie dort nicht restlos verbraucht werden. Der nicht aufgenommene Anteil wird reflektiert und wandert an den Leitungsanfang zurück. Auf unser Schallbeispiel übertragen, heißt dies, daß der Schall weder im freien Raum verschwindet wie auf einem Berggipfel (unendlich lange Leitung), noch restlos von den Wänden eines schalltoten Raumes aufgenommen wird (richtig abgeschlossene Leitung), sondern der Schall wird als Echo von einer glatten Wand zurückgeworfen.

Bei einer fehlangepaßten Leitung überlagern sich hin- und rücklaufende Wellen. Dies ergibt wellenförmige Strom- und Spannungsverteilungen längs der Leitung.

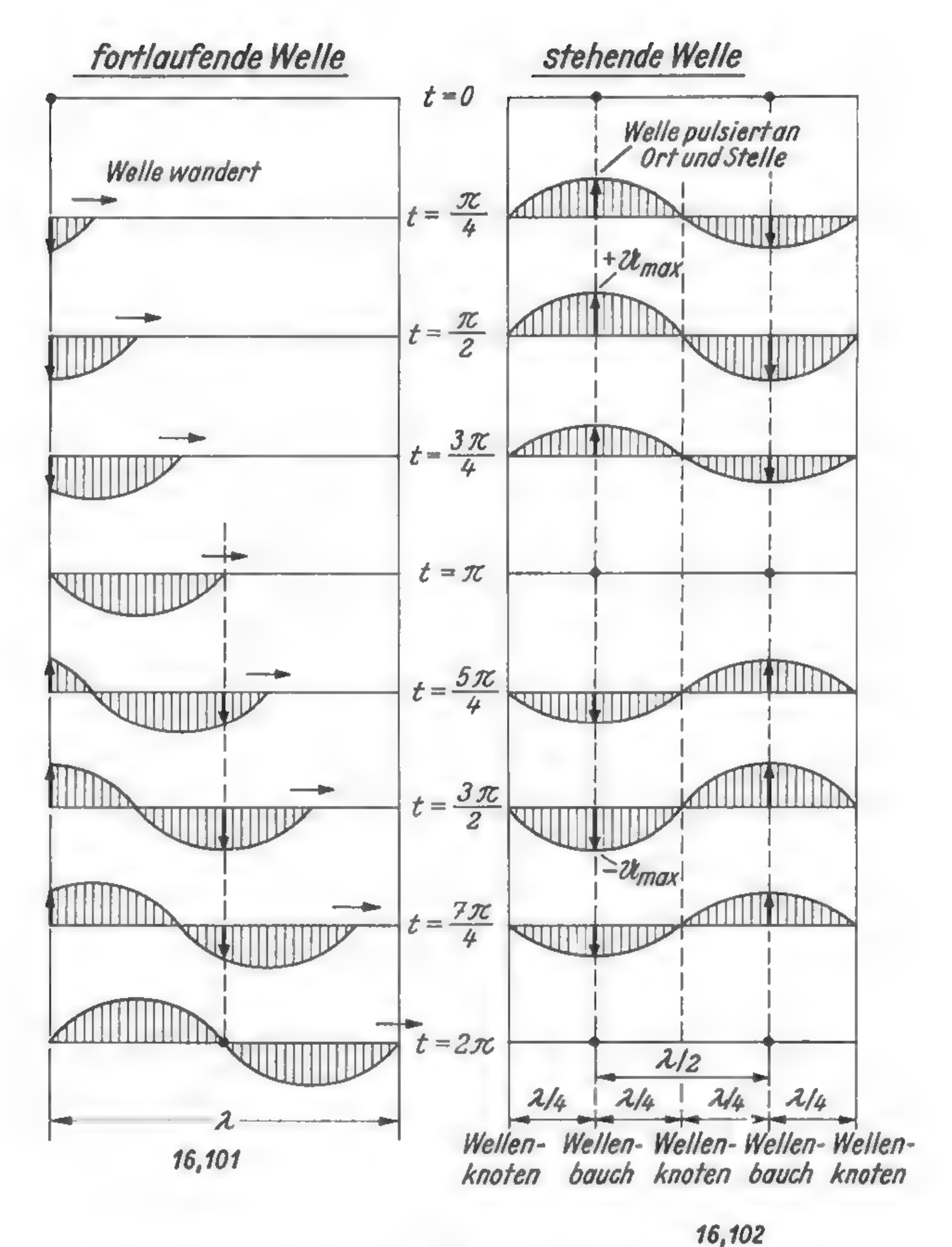


Bild 16,10
Fortschreitende und stehende Wellen auf Leitungen

Man bezeichnet sie als stehende Wellen oder Stehwellen. Zum Vergleich sind in Bild 16,101 und 16,102 fortschreitende und stehende Wellen gegenübergestellt. In 16,101 wandert die als Beispiel gewählte Spannungswelle an der Leitung entlang. Die Wellenberge bewegen sich also über die ganze Leitungslänge hinweg. Ein Voltmeter zeigt an jeder Stelle der Leitung den gleichen Spannungswert an so wie bei einer ganz gewöhnlichen Wechselstromleitung.

In Bild 16,102 ist eine am Ende kurzgeschlossene Leitung von der Länge $l = \lambda$ dargestellt. In diesem Kurzschluß kann sich keine Spannung aufbauen, hier herrscht also stets die Spannung Null zwischen beiden Leitern. Dagegen muß im Abstand $\lambda/4$ vom kurzgeschlossenen Ende das eigentliche Spannungsmaximum der Sinuswelle entstehen. Hier befindet sich also ein „Spannungsbauch". Im Abstand $\lambda/2$ vom Kurzschluß muß dagegen, entsprechend dem sinusförmigen Verlauf, die Spannung wieder Null sein. *Hier* liegt ein „Spannungsknoten". Der schwingende

Zustand drückt sich dadurch aus, daß die Bäuche nicht wie die Wellenberge fortschreitender Wellen weiterrollen, sondern stets an der gleichen Stelle von positiven zu negativen Werten pulsieren.

Bild 16,11. Praktischer Nachweis

Mißt man bei der am Ende kurzgeschlossenen Hf-Leitung die Spannung zwischen den Leitungsdrähten an verschiedenen Punkten, so ergibt sich tatsächlich an den Stellen $\lambda/2$ ein Spannungsminimum und an den Stellen $\lambda/4$, $3\lambda/4$ ein Spannungsmaximum. Bei Vorführungen läßt sich dies sehr schön mit kleinen Glühlampenbrücken nachweisen, die zwischen den freitragend ausgespannten Leitungsdrähten verschoben werden. – Alle Vorgänge an fehlangepaßten Leitungen wiederholen sich auch bei längeren Leitungsstücken, also wenn die Leitung $2\,\lambda$, $3\,\lambda$ usw. lang gemacht wird.

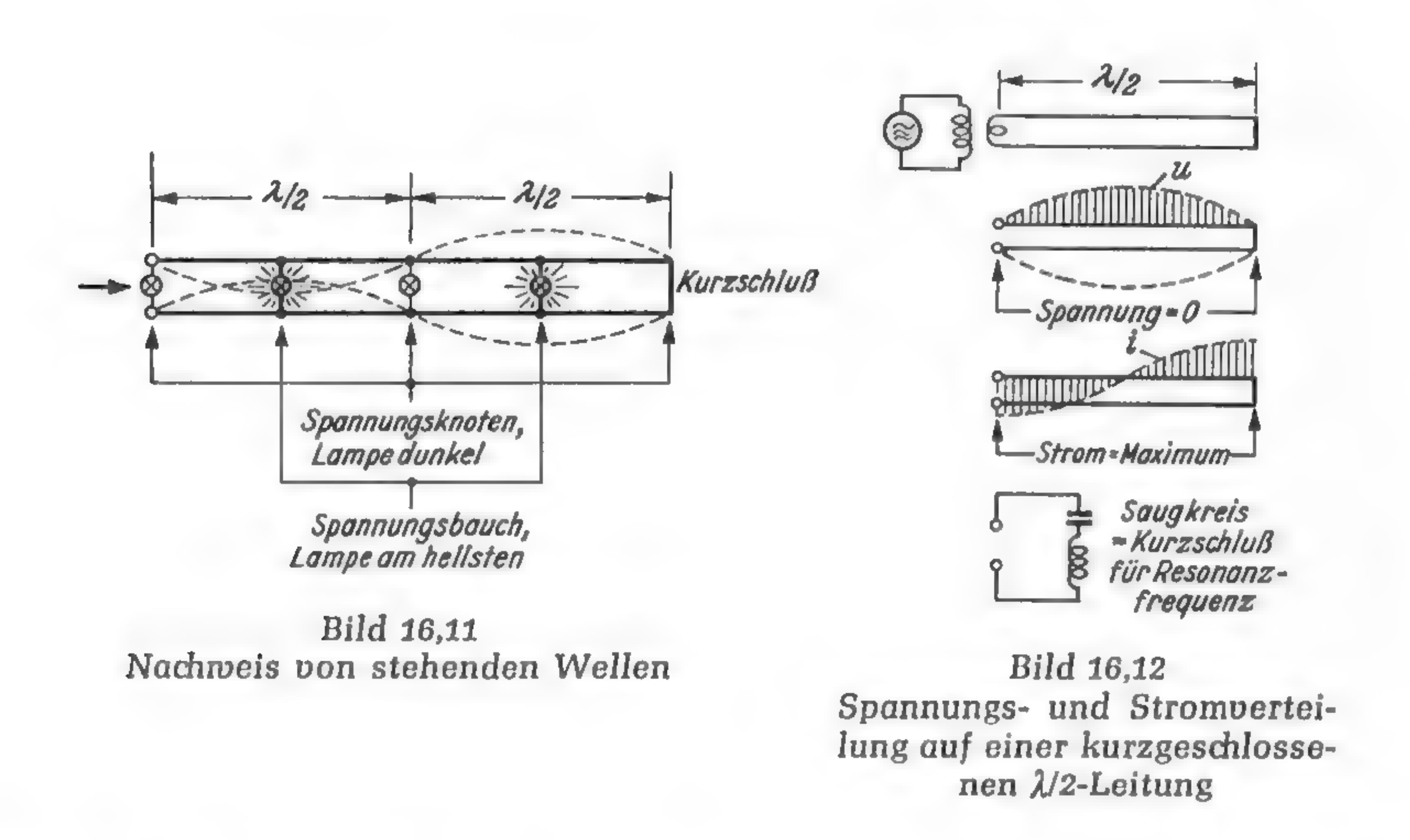


Bild 16,11
Nachweis von stehenden Wellen

Bild 16,12
Spannungs- und Stromverteilung auf einer kurzgeschlossenen $\lambda/2$-Leitung

Bild 16,12. Die kurzgeschlossene $\lambda/2$-Leitung

Schließt man eine $\lambda/2$-Leitung am Ende kurz, so bricht dort, wie bei jedem Kurzschluß, die Spannung zusammen, sie wird Null. Dagegen fließt in dem Kurzschlußbügel der größte Strom. Durch die Reflexion der Sinuswellen an dieser Fehlanpassung muß dann in der Mitte des Leitungsstückes ein Spannungsbauch und am Anfang wieder ein Spannungsknoten entstehen. Umgekehrt bildet der Strom in der Mitte einen Knoten und am Leitungsanfang einen Bauch. Aus dieser Überlegung ergibt sich, daß am Leitungsanfang ebenfalls die Spannung ein Minimum ist, aber ein großer Strom fließt, d. h. daß hier ebenfalls eine Kurzschlußwirkung vorhanden ist. Der *Kurzschluß im Abstand $\lambda/2$ überträgt sich also auf den Leitungsanfang.*

Dies gilt aber nur für die Wellenlänge λ! Ändert man die Frequenz des Generators, macht man also die Wellenlänge größer oder kleiner, dann wird nicht direkt ein Kurzschluß am Leitungsanfang wirksam, sondern nur ein mehr oder weniger großer Widerstand, je nachdem ob die Frequenz stark oder nur wenig von der ursprünglichen abweicht. Das ganze Gebilde besitzt also Resonanzeigenschaften,

bei der Resonanzfrequenz oder bei der Wellenlänge λ wird der größte Strom aus dem Generator entnommen.

Das bedeutet aber, daß die kurzgeschlossene $\lambda/2$-Leitung die Eigenschaften eines Saugkreises hat! Sie wirkt wie die Serienschaltung eines abgestimmten Kreises aus Spule und Kondensator, also ähnlich wie z. B. ein Zf-Saugkreis parallel zur Antennenspule eines Überlagerungsempfängers. Auch dieser soll ja die störende Zwischenfrequenz kurzschließen.

Wir merken uns also:

1. Ein Kurzschluß am Ende einer $\lambda/2$-Leitung wirkt wie ein Kurzschluß unmittelbar am Leitungsanfang.
2. Eine kurzgeschlossene $\lambda/2$-Leitung hat die Eigenschaften eines Saugkreises.

Bild 16,13. Die offene $\lambda/2$-Leitung

Läßt man die $\lambda/2$-Leitung am Ende leer laufen, so kann dort kein Strom von einem Leiter zum anderen fließen, der Strom ist Null. Infolge der sich ausbildenden wellenförmigen Stromverteilung entsteht aber jetzt im Leitungsdraht im Abstand $\lambda/4$ vom Ende ein Strommaximum. Ein dort eingeschaltetes Amperemeter würde tatsächlich einen hohen Strom anzeigen. Am Anfang der Leitung ist dagegen der Strom wieder Null. Umgekehrt verhält sich wieder die Spannung. Zwischen den offenen Enden herrscht die größte Spannung, in der Mitte ein Spannungsknoten, und am Anfang besteht wieder ein großer Spannungsunterschied zwischen beiden Leitern. Betrachtet man also nur den Leitungsanfang, so liegt hier jetzt eine hohe Spannung, aber es fließt kein Strom; *das bedeutet, daß ebenfalls wieder der Zustand im Abstand $\lambda/2$ auf den Leitungsanfang übertragen wurde.* Die Leitung wirkt hier wie ein sehr hoher Widerstand, aber nur für die Wellenlänge λ! Macht man die Frequenz größer oder kleiner, oder macht man das Leitungsstück bei gleichbleibender Frequenz kürzer oder länger, dann wird der Widerstand am Leitungsanfang geringer.

Auch diese Anordnung besitzt also Resonanzeigenschaften, *sie wirkt wie ein Parallel-Resonanzkreis oder wie ein Sperrkreis;* im Resonanzfall ist der Wider-

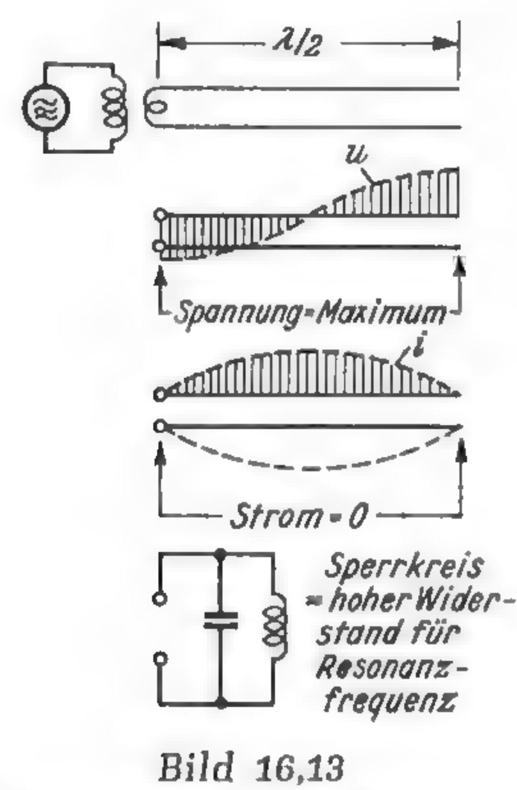


Bild 16,13
Spannungs- und Stromverteilung auf einer offenen $\lambda/2$-Leitung

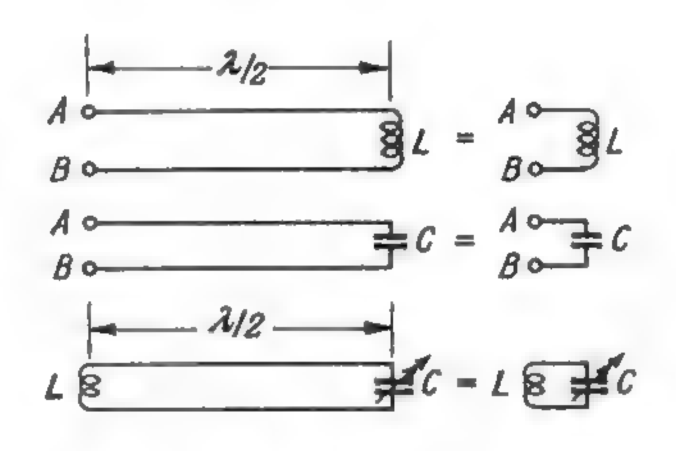


Bild 16,14
Eine $\lambda/2$-Leitung überträgt Blindwiderstände am Leitungsende unverändert auf den Anfang der Leitung

stand am größten. Er wird zwar infolge der unvermeidlichen Hf-Verluste – wie bei jedem Kreis – nicht unendlich groß, aber die Güte ist meist besser als bei einem konzentriert aus Spule und Kondensator aufgebauten UKW-Schwingkreis.

Wir merken uns hierfür:

1. Eine offene $\lambda/2$-Leitung wirkt am Anfang wie ein sehr hoher Widerstand.
2. Eine offene $\lambda/2$-Leitung hat die Eigenschaft eines Sperrkreises.

Bild 16,14. $\lambda/2$-Leitung mit Blindwiderständen

Aus Bild 16,12 und 16,13 haben wir die Erkenntnis gewonnen, daß der Zustand am Ende einer $\lambda/2$-Leitung auf den Leitungsanfang übertragen wird, ein Kurzschluß wirkt als Kurzschluß, eine offene Leitung als sehr hoher Widerstand. Das legt den Schluß nahe, daß die Werte anderer Widerstände genau so auf den Leitungsanfang übertragen werden.

Dies trifft in der Tat zu! Eine Spule oder eine Kapazität am Ende einer $\lambda/2$-Leitung wirken genau so, als wenn sie unmittelbar am Leitungsanfang liegen würden. Man könnte also z. B. bei einem UKW-Schwingkreis den Kondensator über eine $\lambda/2$-Leitung an die Spule anschließen; die Abstimmung würde sich dadurch nicht ändern. Allerdings gilt dies streng nur für die genaue Resonanzfrequenz von λ. Man kann also keinen veränderlichen Schwingungskreis mit einem Drehkondensator so aufbauen, weil man dann die Leitungslänge für jede Kondensatoreinstellung mitändern müßte. Für ganz geringe Verstimmungen ist das Verfahren jedoch durchaus angängig. Man könnte auf diese Weise einen vielleicht mechanisch schlecht zugänglichen UKW-Schwingkreis mit einer Feineinstellung über eine $\lambda/2$-Leitung versehen.

Bild 16,15. Die kurzgeschlossene $\lambda/4$-Leitung

Die bisherigen Überlegungen lassen sich sinngemäß auch auf $\lambda/4$-Leitungen übertragen. Bei einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$-Leitung fließt im Kurzschlußbügel der größte Strom, und die Spannung daran bricht auf Null zusammen. Da jetzt aber nur eine viertel Wellenlänge bis zum Eingang reflektiert werden kann, bedeutet dies am Anfang einen Stromknoten – kleinster Strom – und einen Spannungsbauch.

Beides gilt aber wieder nur für den Resonanzfall, also für die Wellenlänge λ, wenn die Leitung gleich $\lambda/4$ ist. Hohe Resonanzspannung bei kleinem Strom, also bei einem großen Widerstand, bedeutet aber einen Parallel-Resonanzkreis. Die kurzgeschlossene $\lambda/4$-Leitung stellt also einen Sperrkreis mit hohem Widerstand dar.

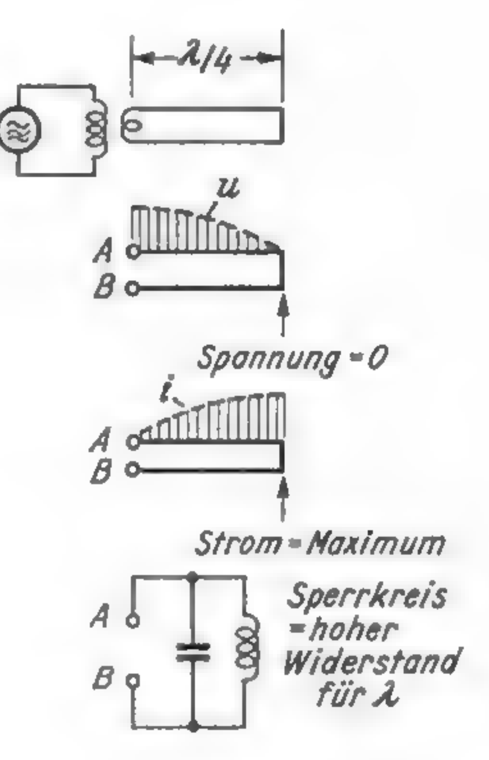


Bild 16,15
Strom- und Spannungsverteilung auf einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$-Leitung

Bild 16,16. Quasistationäre Schwingkreise und Hf-Leitungen

Dem Funktechniker alter Schule leuchtet zunächst sehr schwer ein, daß ein kurzes Stück Paralleldrahtleitung mit einem faustdicken Kurzschluß am Ende ausgerechnet einen sehr hohen Widerstand besitzen soll. Er kann sich dies aber etwa so klarmachen, daß die beiden Drähte mit dem Kurzschluß eine langgestreckte Spulenwindung, also das L eines Schwingkreises darstellen. Die verteilte Kapazität zwischen den beiden Leitern stellt dagegen den Parallelkondensator C dar, und so kommt man zwanglos zu der Übersetzung in den gewohnten Parallelschwingkreis aus Induktivität und Kapazität (Bild 16,161).

Schwingkreise der normalen Rundfunktechnik bezeichnet man als *quasistationäre* Kreise, weil ihre Kapazitäten und Selbstinduktionen gleichsam oder scheinbar (lateinisch „quasi") auf einen Punkt konzentriert und räumlich getrennt sind. Kreise aus Hf-Leitung dagegen nennt man *nichtquasistationär*, denn C und L sind hier nach Bild 16,03 in kleine Teilelemente entlang der Leitung verteilt. Ein weiterer Unterschied liegt darin, daß ein quasistationärer Kreis auf Resonanz abgestimmt wird, indem man den induktiven gleich dem kapazitiven Widerstand macht: $\omega L = \frac{1}{\omega C}$. Hf-Leitungen dagegen stimmt man ab, indem man sie auf die Länge $\lambda/4$ oder ein Vielfaches davon abgleicht.

Maßgebend für die Resonanz ist also wieder die Leitungslänge. Man kann mit einer solchen Leitung durchaus einen Dreipunktoszillator nach Bild 16,162 aufbauen. Die $\lambda/4$-Leitung wirkt hier genau wie ein Dreipunktschwingkreis. Allerdings liegen über den Anfang der Leitung noch die Röhrenkapazitäten C_{ga}, C_{gk} und C_{ak}. Sie vergrößern also die Kapazität der Leitung etwas. Daher muß der Abstand des Kurzschlusses etwas geringer als $\lambda/4$ sein. Die Anodenspannung wird zweckmäßig über eine Drossel zugeführt. Macht man den Kurzschluß verschiebbar, dann kann man den Oszillator auf verschiedene Wellenlängen abstimmen. Der Schieber muß jedoch sehr guten Kontakt geben, sonst wird die Kreisgüte stark herabgesetzt. Schlechter Kontakt bedeutet nämlich einen hohen Serienwiderstand in der Spule, und zwar an einer Stelle, wo der größte Strom fließt (vgl. Bild 16,15).

Ein Beispiel für einen UHF-Tuner mit kurzgeschlossenen $\lambda/4$-Leitungskreisen und verschiebbarer Kurzschlußbrücke wurde bereits in Bild 3,31 gebracht. Die Paralleldraht-Leitungen sind dort, um Raum zu sparen und den Kurzschlußschieber durch eine Drehbewegung zu betätigen, halbkreisförmig gekrümmt.

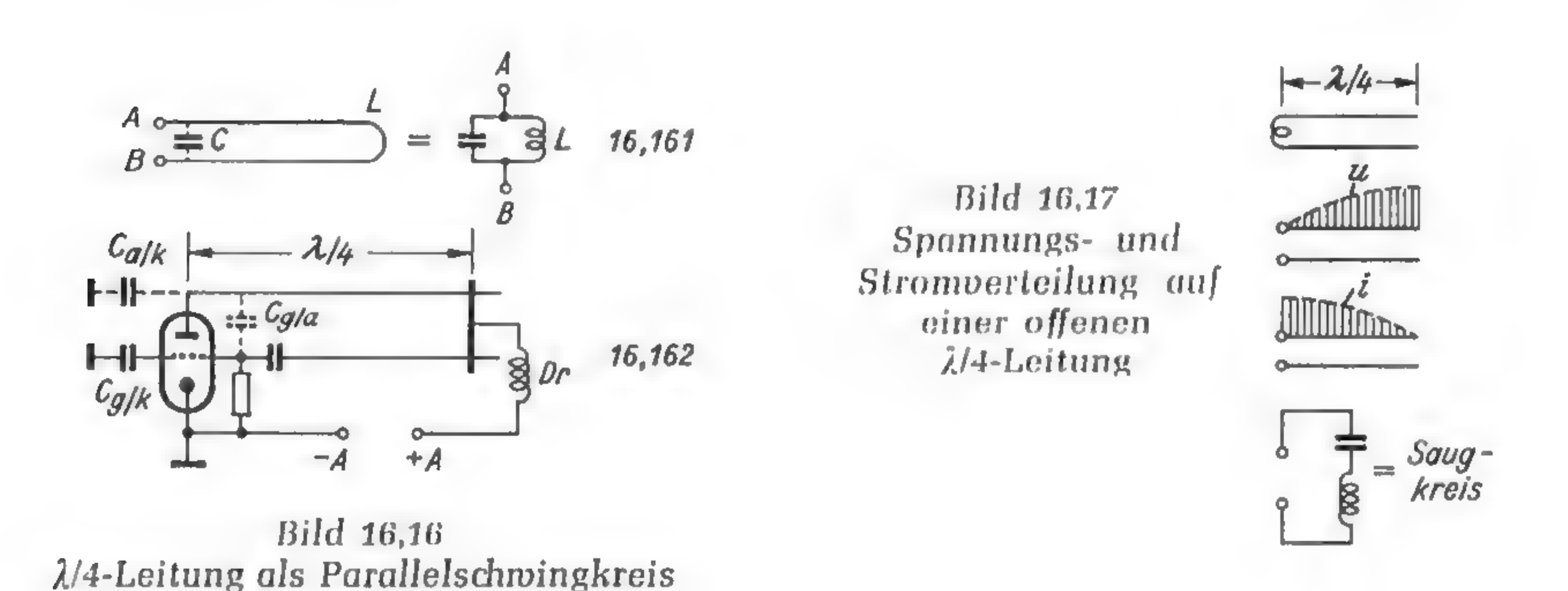


Bild 16,16
$\lambda/4$-Leitung als Parallelschwingkreis

Bild 16,17
Spannungs- und Stromverteilung auf einer offenen $\lambda/4$-Leitung

Bild 16,17. Die offene $\lambda/4$-Leitung

Der gedankliche Übergang zur offenen $\lambda/4$-Leitung bedeutet nun keine Schwierigkeiten mehr. Am offenen Leitungsende kann kein Strom fließen: Stromknoten! Eine viertel Wellenlänge vorher, am Leitungsanfang, muß das Strommaximum liegen. Andererseits bildet sich am leerlaufenden Leitungsende die Leerlaufspannung, die höchste Spannung aus. Ein viertel Wellenlänge vorher läuft dann die Sinuswelle durch Null. Am Leitungsanfang fließt also ein starker Strom, und die Spannung bricht gewissermaßen auf Null zusammen. Das sind aber die Eigenschaften eines Kurzschlusses für die Resonanzfrequenz. Die offene $\lambda/4$-Leitung wirkt als Kurzschlußkreis, Saugkreis oder Serienresonanzkreis.

Bild 16,18. Offene $\lambda/4$-Leitung als Saugkreis

Auch die Tatsache, daß zwei nicht verbundene kurze parallele Drähte für eine bestimmte Frequenz einen sehr niedrigen Widerstand darstellen, ist für denjenigen, der bisher nur mit quasistationären Kreisen arbeitete, sehr verblüffend. Auch dazu eine Gedankenbrücke. Man stelle sich die Leitungskapazität konzentriert am offenen Ende der Leitung vor. Die beiden Drähte selbst bilden dann je die halbe Windung einer langgestreckten Spule, die in der Mitte durch den Kondensator C geschlossen ist. Damit ergibt sich zwanglos die Schaltung eines Serienresonanzkreises, der für die Resonanzfrequenz den geringsten Widerstand besitzt. Man vergleiche wieder damit den Zf-Sperrkreis parallel zur Antennenspule eines AM-Superhets, dieser Kreis stellt ebenfalls einen Kurzschluß für die Zwischenfrequenz dar.

$\lambda/4$ L/2 A B L/2 C = A L/2 C L/2 B

Bild 16,18
Offene $\lambda/4$-Leitung als Saugkreis

Bild 16,19. Stichleitungen

Aus Hf-Leitungen bestehende Schwingkreise werden vielfach auch als „Stichleitungen" bezeichnet, weil sie als langgestreckte Gebilde mit einem Ende an die übrige Schaltung angeschlossen oder angestochen werden.

Stichleitungen dienen bei UKW- und Fernsehempfängern zum Aussperren von Störsendern. Man ordnet dazu parallel zu den Antennenklemmen eine als Saugkreis wirkende Stichleitung, also eine offene $\lambda/4$- oder eine kurzgeschlossene $\lambda/2$-Leitung an und stimmt sie auf die Störfrequenz ab. Die erforderliche Länge l kann man für 240-Ω-Flachkabel etwa nach folgenden Faustformeln vorausberechnen:

offene $\lambda/4$-Leitung	kurzgeschlossene $\lambda/2$-Leitung
$l_{cm} = \frac{6200}{f_{MHz}}$	$l_{cm} = \frac{12\,400}{f_{MHz}}$

f ist dabei die Störfrequenz, deren Wert vorher zu ermitteln ist.

Fernsehempfänger werden häufig durch Harmonische von UKW-Rundfunksendern oder UKW-Empfänger-Oszillatoren gestört. Für die UKW-Frequenz 91,3 MHz zum Beispiel beträgt die zweite Harmonische 182,6 MHz. Diese Frequenz liegt im Fernsehkanal 6 mit dem Bildträger 182,25 MHz und verursacht ein störendes Moiré im Bild. Eine $\lambda/4$-Stichleitung zur Abhilfe müßte also

$$f = \frac{6200}{182{,}6} = 34 \text{ cm} \qquad \text{lang sein.}$$

Zweckmäßig macht man das Kabelstück zunächst etwas länger und schneidet im Betrieb Stück um Stück ab, bis die Störung am schwächsten wird. – Bei kurzgeschlossenen $\lambda/2$-Leitungen überbrückt man probeweise die beiden Drähte durch Einschneiden in die Isolierung mit einer Rasierklinge. An der günstigsten Stelle wird dann die Isolierung entfernt, und die Adern werden endgültig verdrillt und verlötet.

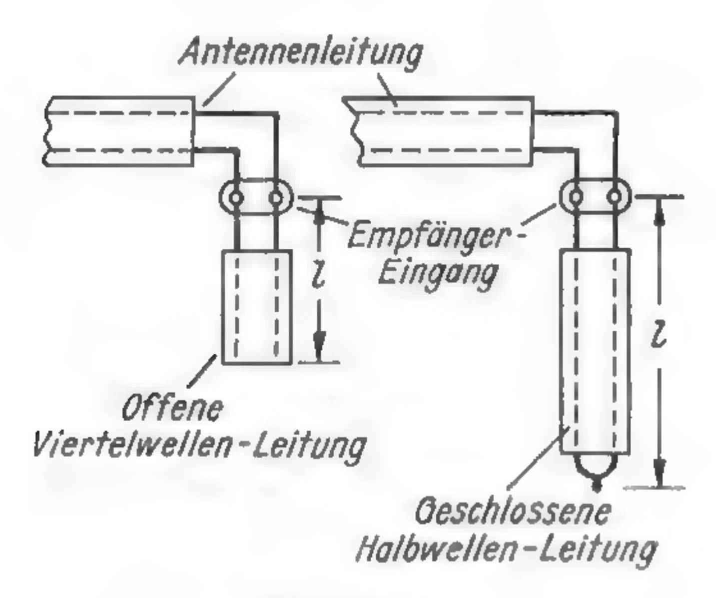


Bild 16,19
Parallel zu den Antennenklemmen angeordnete Stichleitungen zum Kurzschließen von Störfrequenzen

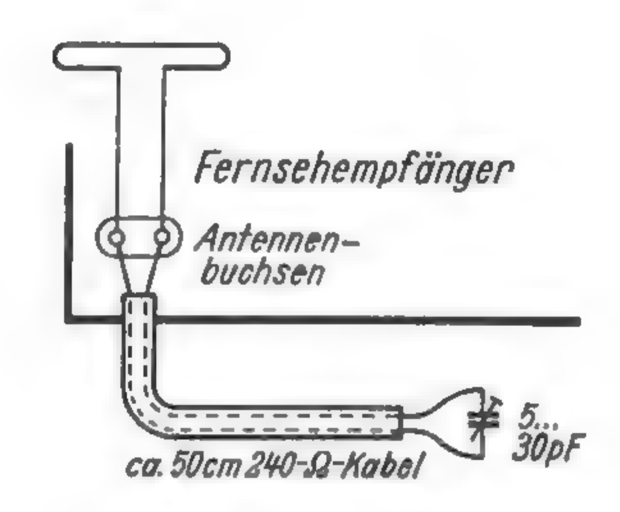


Bild 16,20
Abstimmen des aus einer Hf-Leitung bestehenden Saugkreises durch einen Trimmer

Bild 16,20. Vereinfachtes Abgleichen von Stichleitungen

Das Abschneiden und Kurzschließen von Leitungsstücken in der vorher beschriebenen Weise ist etwas unbequem. Man kann dies umgehen und zu einer stetigen Abstimmung kommen, die sich zudem wiederholen läßt, indem man das Kabelende mit einem Trimmerkondensator abschließt und mit diesem auf Störungsminimum abgleicht. Die im Bild dargestellte Bemessung wurde von der Firma Nordmende für Störsender im Fernseh-Bereich III angegeben.

Bild 16,21. Hf-Leitungen im UKW-Empfänger

Die zweite Harmonische eines UKW-Oszillators fällt bei der üblichen Zwischenfrequenz von 10,7 MHz in den Frequenzbereich 196...222 MHz (Bereich III).

UKW-Bereich	87...100 MHz
Oszillatorbereich 87 + 10,7...100 + 10,7	≈ 98...111 MHz
Zweite Harmonische	≈ 196...222 MHz

Der UKW-Teil eines Empfängers muß daher so ausgebildet werden, daß diese Störstrahlung bestimmte, von der Bundespost festgelegte Werte nicht überschreitet. Dies wird im Empfängerbau durch sorgfältige Abschirmung, günstige Verdrahtung und richtige Erdungspunkte des UKW-Teiles erzielt. Bei verschiedenen UKW-Rundfunkempfängern wurden außerdem folgende zusätzliche Maßnahmen ergriffen:

Parallel zu den Antennenklemmen liegt eine *offene* $\lambda/4$-Leitung, die auf Bandmitte der zu unterdrückenden Störstrahlung (196...222 MHz) abgestimmt ist. Sie wirkt für diese Frequenzen als Kurzschluß. Zwischen den Antennenklemmen und der eigentlichen Antennenspule befindet sich eine weitere $\lambda/4$-Leitung für das gleiche

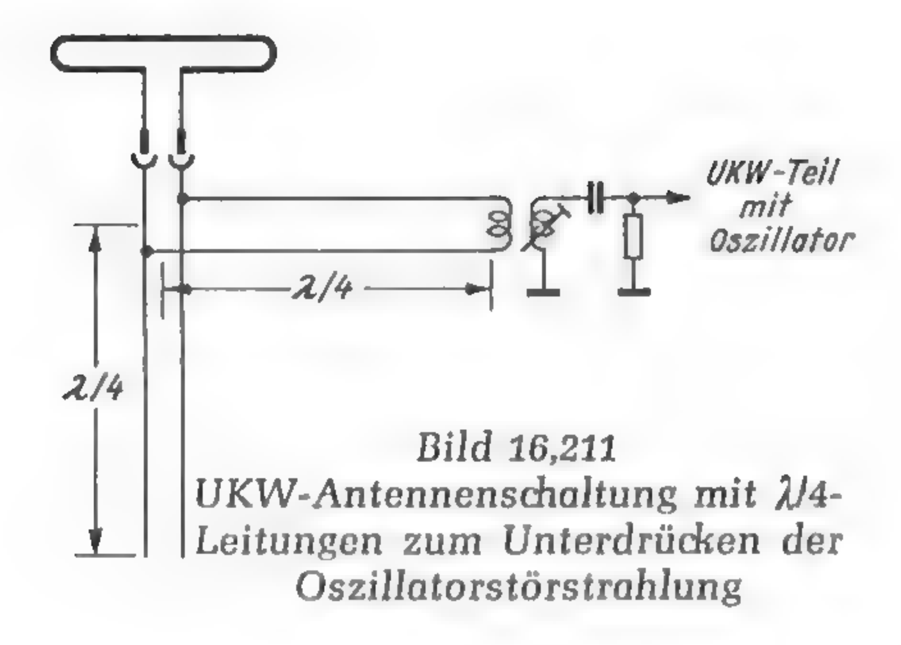


Bild 16,211
UKW-Antennenschaltung mit λ/4-Leitungen zum Unterdrücken der Oszillatorstörstrahlung

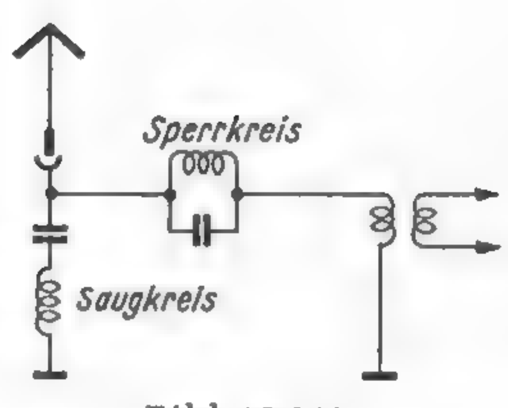


Bild 16,212
Ersatzschaltung in üblicher Darstellung der Kreise

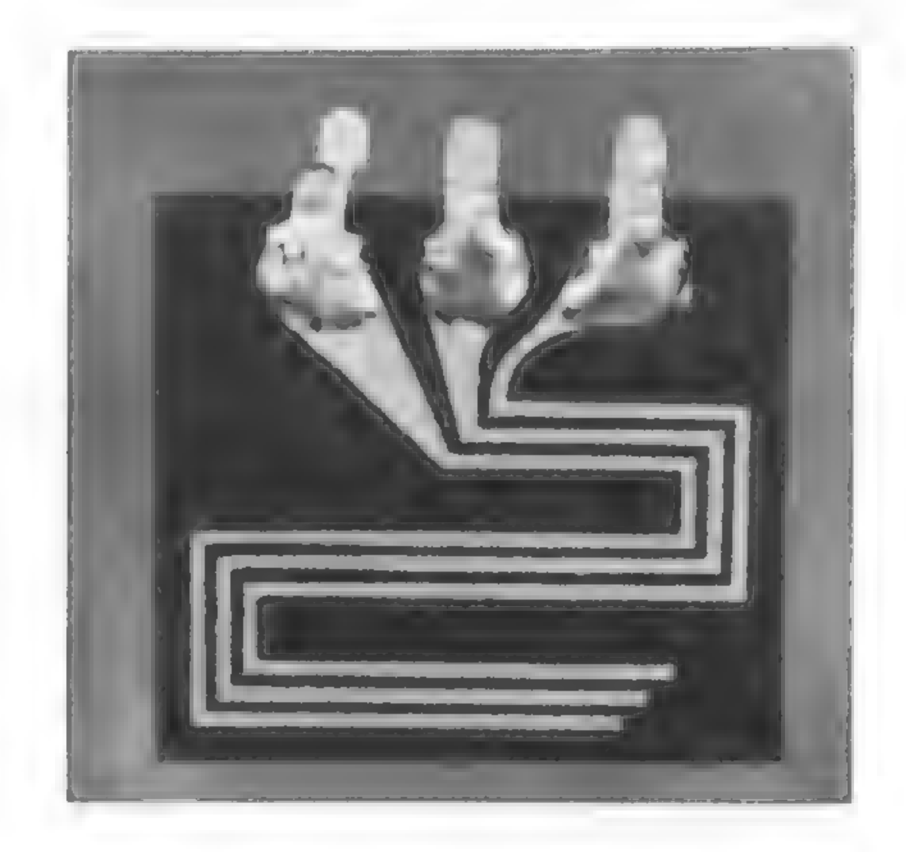


Bild 16,213
Dreiadrige Stichleitung in gedruckter Schaltung

Frequenzgebiet. Sie wirkt, vom Oszillator aus gesehen, als *kurzgeschlossene* λ/4-Leitung, wobei der Kurzschluß durch den an den Antennenklemmen befindlichen Saugkreis gebildet wird. Eine kurzgeschlossene λ/4-Leitung wirkt aber als Sperrkreis. Die vom Oszillator herrührenden Störfrequenzen werden also zunächst durch diesen Sperrkreis gehindert, bis zur Antenne vorzudringen. Etwa doch hindurchkommende Reste werden außerdem durch den Saugkreis kurzgeschlossen. In Bild 16,212 sind diese Verhältnisse auf normale Schaltzeichen übertragen. Zum besseren Verständnis ist diese Schaltung unsymmetrisch dargestellt.

Im Originalgerät besitzt die Antennenspule eine Mittelanzapfung zum Anschluß der AM-Antenne. Die zu der Mittelanzapfung führende Leitung ist gegen die beiden Außenleiter gleichfalls in der beschriebenen Weise entstört. Dies ergibt eigentlich drei Leitungspaare, die zu drei dreieckförmig angeordneten Drähten zusammengefaßt wurden. Neuerdings bildet man diese drei Drähte auch nach Bild 16,213 als gedruckte Schaltung aus und knickt sie dabei, um die Baulänge zu verringern. Infolge der Gleichmäßigkeit gedruckter Schaltungen ist dieses Gebilde stets exakt auf die zu unterdrückende Frequenz abgestimmt.

Auf den normalen UKW-Empfang haben die λ/4-Leitungen keinen Einfluß, da der Sperrkreis für die Empfangsfrequenz einfach ein etwas längeres Stück Antennenkabel darstellt, das nur zum Energietransport dient. Der Saugkreis bedeutet für das UKW-Band lediglich eine Kapazität, die in die Abstimmung des Eingangskreises eingeht.

Bild 16,22. Stehwellenverhältnis

Stehende Wellen auf Leitungen brauchen nicht immer bis auf Null herunterreichende Strom- oder Spannungsknoten zu haben. Wird z. B. eine Energieleitung nicht ganz richtig angepaßt, ist also R_A verschieden von Z, dann wird wohl ein Teil der Energie im Abschlußwiderstand verbraucht und ergibt fortschreitende Wellen, also gleiche Strom- und Spannungsverteilung an allen Punkten der Leitung (vgl. Bild 16,101). Ein anderer Teil wird jedoch reflektiert und bildet stehende Wellen. Sie überlagern sich mit der gleichmäßigen Strom- und Spannungsverteilung. Ähnliches tritt auf, wenn bei kurzgeschlossenen (Bild 16,222) oder offenen Leitungen (Bild 16,223) sich die Leitungslänge nicht genau durch $\lambda/4$ teilen läßt. Die Spannungs- und Stromknoten reichen dann nicht bis auf Null herunter. In allen diesen Fällen ergeben sich also Spannungs- oder Stromverteilungen längs der Leitung wie Bild 16,224. Man bezeichnet sie als *Stehwellen*. Das Verhältnis der größten zur kleinsten Amplitude wird „Stehwellenverhältnis" genannt. In Bild 16,224 beträgt es z. B. 3 : 2 oder 1,5 : 1. Je geringer die Welligkeit ist, desto besser ist die Leitung angepaßt.

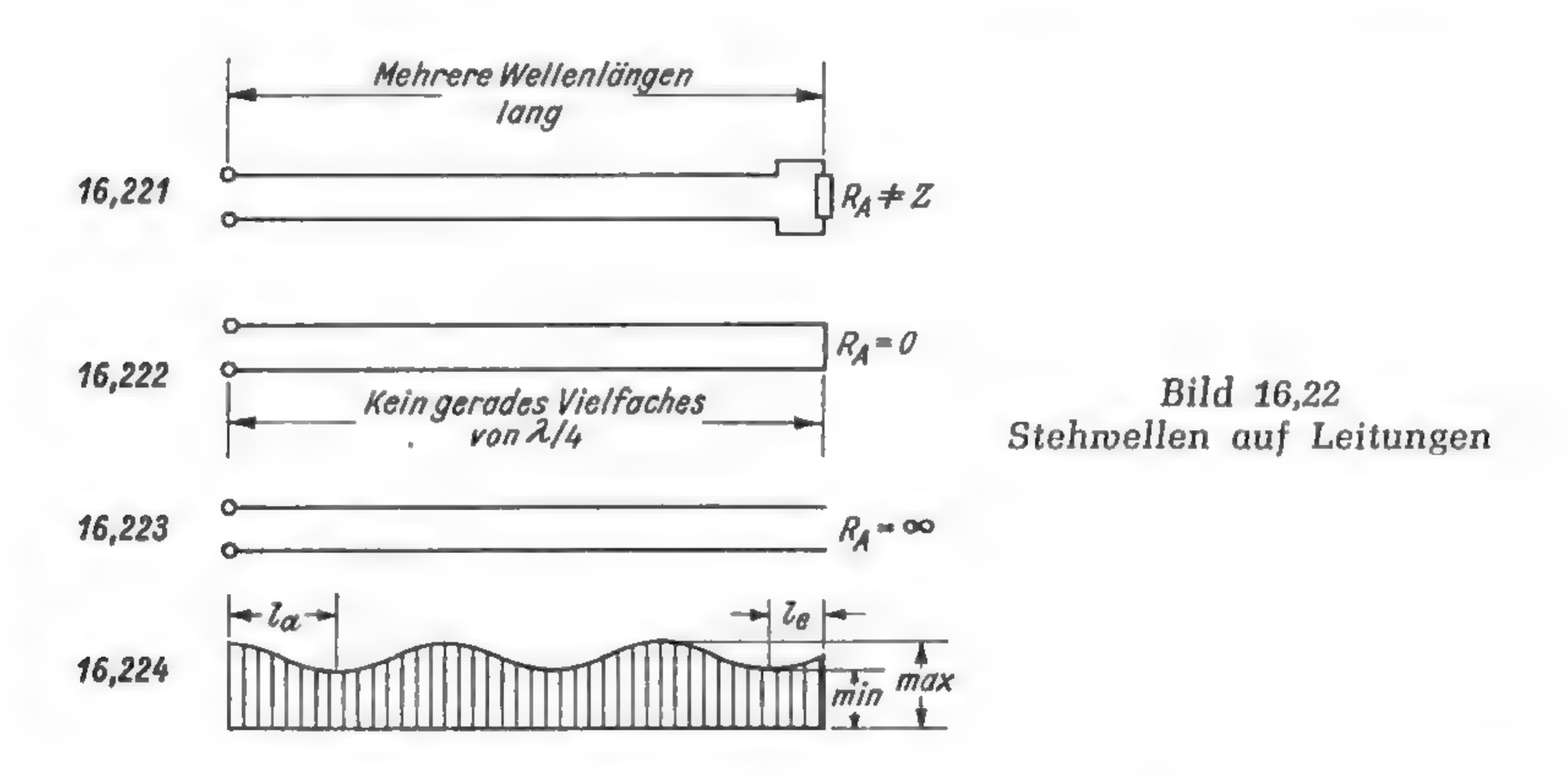


Bild 16,22
Stehwellen auf Leitungen

Diese Stehwellen lassen sich auf besonderen „Meßleitungen" eindeutig nach Amplitude und Abstand der Knoten von den Enden (Maß l_a und l_e) ausmessen. Aus diesen Daten kann man rückwärts mit Formeln und Diagrammen die genauen Werte der Abschlußwiderstände, getrennt nach ohmschen, induktiven oder kapazitiven Anteilen, ausrechnen. Diese Meßleitungen stellen damit das wichtigste Hilfsmittel der UKW- und Dezi-Meßtechnik dar. Sie vermeiden die sonst in diesen Frequenzgebieten unvermeidlichen Meßfehler durch verteilte Kapazitäten und Selbstinduktionen, indem diese Erscheinungen bewußt zu dem eigentlichen Meßverfahren ausgebaut wurden.

Bild 16,23. Offene Hf-Leitungen verschiedener Länge

Wir haben bereits zwei Spezialfälle der offenen Hf-Leitung kennengelernt: die offene $\lambda/2$-Leitung (Bild 16,13), sie verhält sich wie ein Parallelresonanzkreis, und die offene $\lambda/4$-Leitung (Bild 16,17), die einem Serienresonanzkreis entspricht. Wie wirken nun Leitungen mit anderen Längen?
Für Leitungsstücke, die kürzer als $\lambda/4$ sind, ist dies leicht zu überlegen, die beiden nebeneinander liegenden kurzen Drahtenden stellen einfach einen Kondensator

dar (Bild 16,231). Verlängert man sie bis auf $\lambda/4$, so tritt der bereits bekannte Fall der Serienresonanz ein (Bild 16,232). Die Anordnung verhält sich in jeder Hinsicht wie ein Schwingkreis. Erhält er bei der Verstimmung in einer Richtung kapazitiven Charakter (Fall 16,231), so muß beim Verstimmen in der anderen Richtung (länger als $\lambda/4$) der induktive Anteil überwiegen. Bei $^3/_8\,\lambda$ wirkt die offene Leitung als reine Induktivität. Bei der Länge $\lambda/2$ (Bild 16,234) geht sie dann wieder in den schon bekannten Fall der Parallelresonanz über.

Geht man darüber hinaus, so muß logischerweise bei $^5/_8\,\lambda$ wieder eine reine Kapazität entstehen. Sie besitzt jedoch den gleichen Kapazitätswert wie im Falle 16,231, die längere Leitung wirkt nicht etwa kapazitätserhöhend. Dies ist leicht einzusehen, wenn man zunächst nur das kleine Stück $\lambda/8$ in Bild 16,235 betrachtet. Es besitzt die gleiche Kapazität wie das $\lambda/8$-Stück im Fall 16,231. Diese Kapazität wird nun über das davorliegende $\lambda/2$-Stück an den Leitungseingang übertragen. Eine $\lambda/2$-Leitung überträgt aber nach Bild 16,14 Blindwiderstände mit ihrem unveränderten Wert auf den Leitungseingang. Die Kapazität ist also im Fall 16,235 genau so groß wie bei 16,231.

Diese Zustände für die verschiedenen Leitungslängen wiederholen sich stetig in gleichen Abständen.

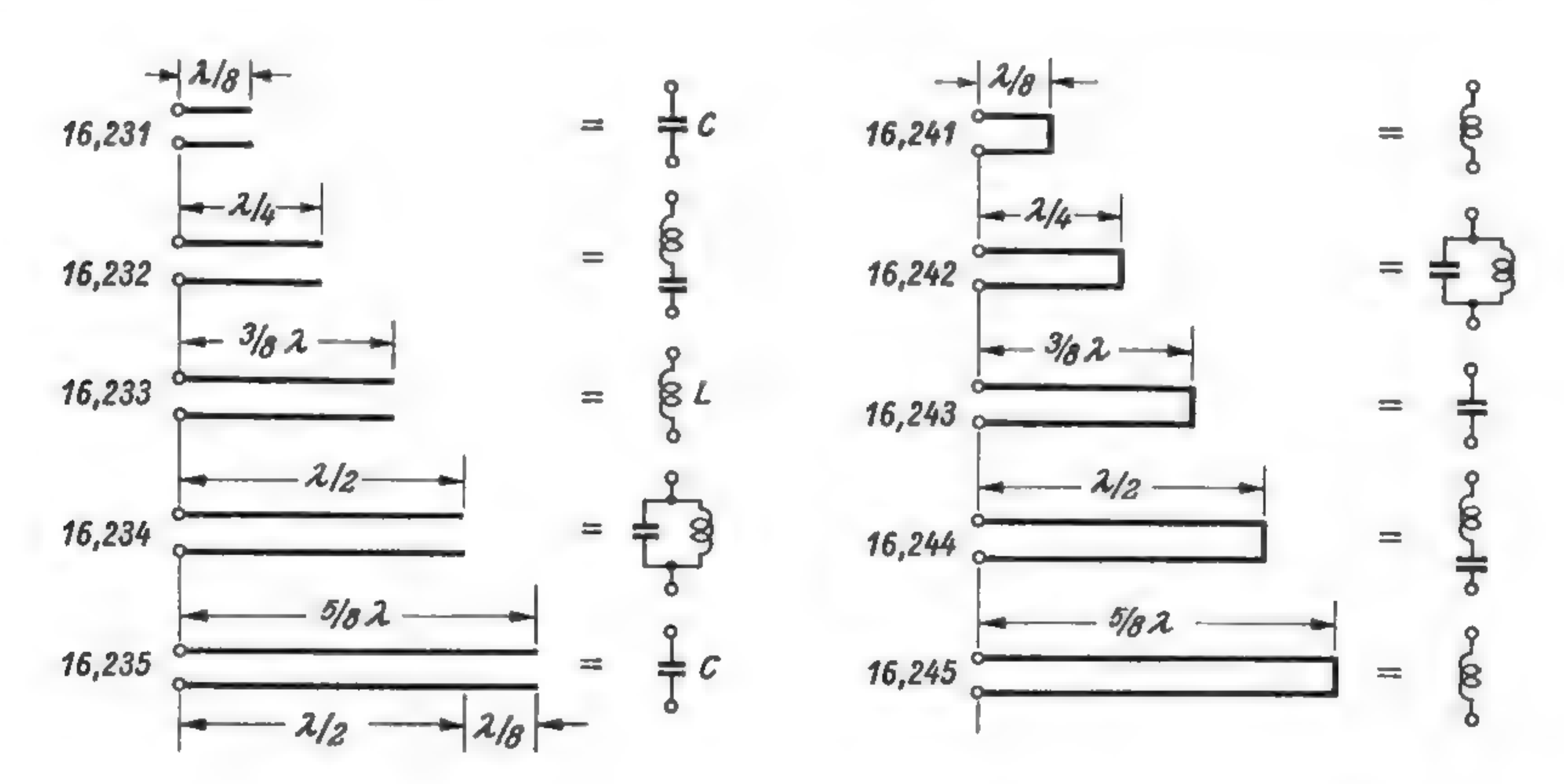


Bild 16,23
Impedanzen von offenen Leitungsstücken verschiedener Länge

Bild 16,24
Impedanzen von kurzgeschlossenen Leitungsstücken verschiedener Länge

Bild 16,24. Kurzgeschlossene Hf-Leitungen verschiedener Länge

Für kurzgeschlossene Leitungen lassen sich ähnliche Überlegungen anstellen. Kurze Drahtbügel von weniger als einer viertel Wellenlänge wirken als Selbstinduktion (16,241). Ein $\lambda/4$-Stück stellt nach Bild 16,16 einen Parallelschwingkreis dar (16,242). Beim Durchstimmen auf die andere Seite in Richtung auf $^3/_8\,\lambda$ muß die Leitung kapazitiven Charakter erhalten (16,243). Die kurzgeschlossene $\lambda/2$-Leitung ist uns bereits aus Bild 16,12 als Saugkreis bekannt, und so wiederholen sich auch hier die einzelnen Wirkungen, lediglich um eine halbe Wellenlänge gegenüber Bild 16,23 versetzt.

Bild 16,25. Kapazitiv abgestimmter Leitungskreis

Für die Technik der UHF-Tuner ist die als Induktivität wirkende verkürzte $\lambda/2$-Leitung nach Bild 16,233 wichtig geworden. Schließt man sie nämlich nach Bild 16,251 am Ende mit einem Drehkondensator ab, dann wird die Induktivität der Leitung durch die Kapazität zu einem Leitungskreis ergänzt. Das Gebilde stellt also einen Parallelresonanzkreis nach Bild 16,234 dar, der sich mit dem Kondensator auf verschiedene Frequenzen abstimmen läßt.

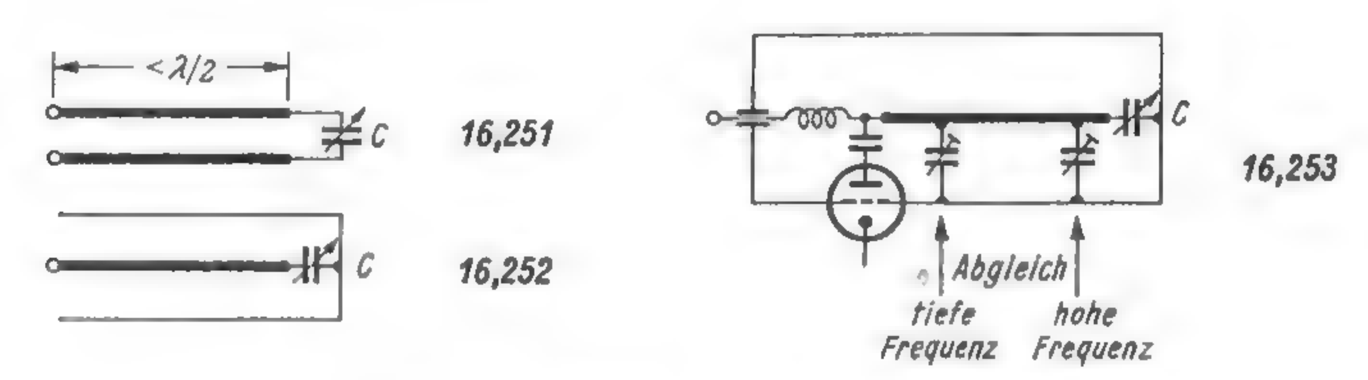


Bild 16,25
Kapazitiv abgestimmte Leitungskreise

Statt der symmetrischen unabgeschirmten Leitung kann man auch eine Koaxialleitung nach Bild 16,252 verwenden. Dabei braucht der Außenmantel nicht zylindrisch zu sein, sondern kann kastenförmig ausgebildet werden. Damit kommt man zu den bekannten Leitungskreisen in den UHF-Tunern.

Beim Durchstimmen des Drehkondensators wandern die Spannungsknoten längs der Leitung entlang. Man kann deshalb den Leitungskreis ähnlich wie einen Mittelwellenschwingkreis bei zwei Frequenzen am Anfang und Ende des Bereiches abgleichen. Dazu werden an die Stellen, bei denen der Spannungsknoten bei der betreffenden Abgleichfrequenz liegt, Trimmer angeordnet. Man bezeichnet sie als *Knotentrimmer*. Bild 16,253 zeigt das Prinzip eines vollständigen Leitungskreises für 470 bis 790 MHz.

Bild 16,26. Auf Oberwellen abgestimmte Resonanzleitungen

Die Eigenschaften von offenen und kurzgeschlossenen Hf-Leitungen wiederholen sich stets bei bestimmten Vielfachen ihrer Wellenlänge. Das bedeutet, daß auch für Harmonische der Grundfrequenz Resonanzwirkungen entstehen, im Gegensatz zu quasistationären Schwingkreisen, die stets alle Frequenzen außer der Grundfrequenz unterdrücken. Beispiel:

Grundfrequenz = 62,5MHz,
d. h. λ_1 = 4,80 m $\quad {}^1/_4\,\lambda_1 = 1{,}20$ m
3. Harmonische = 187,5 MHz,
d. h. λ_3 = 1,60 m $\quad {}^1/_4\,\lambda_3 = 0{,}40$ m

Eine auf 62,5 MHz abgestimmte offene Leitung von 1,20 m Länge stellt damit gleichzeitig für 187,5 MHz ein Stück von 1,20 : 1,60 = $^3/_4\,\lambda_3$ dar, das für diese Frequenz ebenfalls als Saugkreis wirkt. Unterdrückt man also durch eine solche Stichleitung eine Störfrequenz von 62,5 MHz im Fernsehband I, so entzieht diese Leitung auch im Band III bei 187,5 MHz Energie. Sie muß also beim Empfang in der Nähe dieser Frequenz abgeschaltet werden.

Grundsätzlich gilt, daß $\lambda/4$-Leitungen für die dritte, fünfte, siebente Harmonische

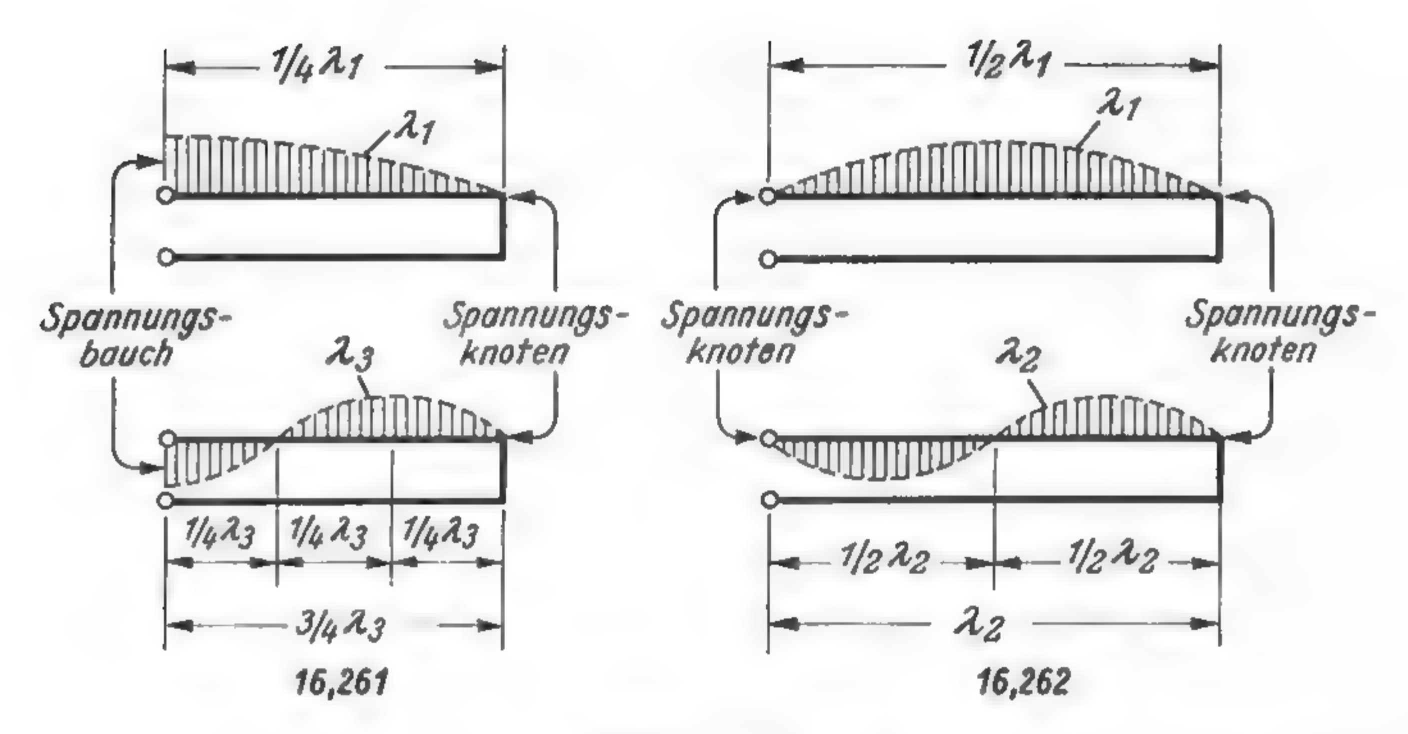


Bild 16,26

Oberwellenresonanz bei Hf-Leitungen; 16,261 = kurzgeschlossene λ/4-Leitung; hierbei bildet eine Oberwelle mit einem Drittel der Länge der Grundwelle einen Spannungsbauch am Eingang, die Leitung wirkt ebenfalls als Sperrkreis, 16,262 = kurzgeschlossene λ/2-Leitung, eine Oberwelle mit der halben Wellenlänge bildet ebenfalls am Eingang und am Ausgang einen Spannungsknoten, die Leitung besitzt für die zweite Harmonische die gleichen Eigenschaften wie für die Grundfrequenz

usw. gleiche Eigenschaften besitzen (Bild 16,261). λ/2-Leitungen dagegen geraten in Resonanz für die zweite, vierte, sechste Harmonische usw. (Bild 16,262). Bei Senderschaltungen bevorzugt man daher Anordnungen mit λ/4-Leitungen, weil die störende dritte Harmonische im allgemeinen mit kleinerer Amplitude auftritt und sich daher auf der gleichen Leitung nicht so stark ausbilden kann wie eine zweite Harmonische auf einer λ/2-Leitung.

Transformationsleitungen

Bild 16,27. Die λ/4-Leitung mit verschiedenen Abschlußwiderständen

In Bild 16,23 und 16,24 hatten wir Hf-Leitungen mit gleichbleibendem Abschlußwiderstand – Null oder Unendlich – aber verschiedener Länge betrachtet. Wie verhält sich nun eine gleichbleibend lange Leitung bei verschiedenen Abschlußwiderständen? Wir wählen für diese Untersuchung die λ/4-Leitung. Drei Fälle kennen wir bereits:

Die offene λ/4-Leitung wirkt als Serienresonanzkreis, also als sehr niedriger ohmscher Widerstand für die Resonanzfrequenz. Die kurzgeschlossene λ/4-Leitung bedeutet einen Parallel-Schwingkreis, also einen sehr hohen ohmschen Widerstand für die Resonanzfrequenz. Ferner wissen wir aus dem Kapitel Energieübertragung, daß jede mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung einen Eingangswiderstand von der Größe des Wellenwiderstandes besitzt. Der Wellenwiderstand Z liegt aber jeweils zwischen dem niedrigen Widerstand des Serienkreises und dem hohen des Parallelkreises. Wir erhalten also folgendes Schema:

Kennwerte einer $\lambda/4$-Leitung

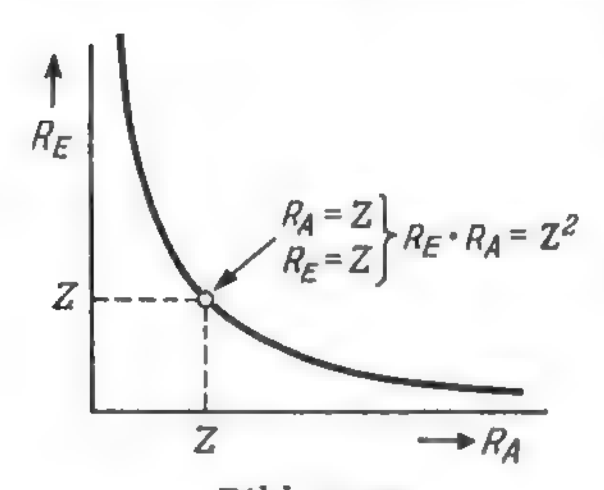


Bild 16,27
Abhängigkeit der Eingangsimpedanz vom Abschlußwiderstand bei einer $\lambda/4$-Leitung

Abschlußwiderstand	Eingangswiderstand
$R_A = \infty$ (Leerlauf)	sehr niedrig (Serienresonanzkreis)
$R_A = Z$	$R_E = Z$ (für UKW-Bandkabel = 240 Ω)
$R_A = 0$ (Kurzschluß)	sehr hoch (Parallel-Resonanzkreis)

Grundsätzlich ergibt sich also: die $\lambda/4$-Leitung verwandelt niedrige Abschlußwiderstände in hohe Werte am anderen Ende und umgekehrt. Trägt man dieses Verhalten als Schaubild auf, so ergibt sich mathematisch etwa eine gleichseitige Hyperbel, eine Kurve, die der Formel

$$R_E \cdot R_A = c = \text{const}$$

entsprechen würde. Den Wert für c findet man aber aus der Gleichung für die richtige Anpassung mit dem Wellenwiderstand. Dort ist $R_A = Z$ und $R_E = Z$, also

$$R_E \cdot R_A = Z^2$$

oder

$$R_E = \frac{Z^2}{R_A} \quad \text{bzw. } Z = \sqrt{R_E \cdot R_A}$$

Einige Zahlenbeispiele erläutern diese Verhältnisse: Ein UKW-Bandkabel mit einem Wellenwiderstand $Z = 120\,\Omega$ und der Länge $\lambda/4$ sei an einem Ende mit einem Widerstand $R_A = 240\,\Omega$ abgeschlossen. Dann beträgt der Widerstand am anderen Ende

$$R_E = \frac{Z^2}{240} = \frac{120^2}{240} = \mathbf{60\,\Omega}$$

Oder ein $\lambda/4$-Kabel mit $Z = 240\,\Omega$ werde mit $R_A = 100\,\Omega$ belastet; dann ist

$$R_E = \frac{240^2}{100} = \mathbf{576\,\Omega}$$

Ein reiner ohmscher Widerstand wird also durch eine $\lambda/4$-Leitung wie durch einen Transformator auf andere Werte transformiert, und zwar auf einen größeren Wert, wenn er kleiner ist als der Wellenwiderstand der verwendeten Leitung, auf einen kleineren Wert dagegen, wenn er größer ist als der Wellenwiderstand.

Bild 16,28. $\lambda/4$-Leitung als Übertrager

Die $\lambda/4$-Leitung wirkt also wie ein Transformator, und die Widerstandsübersetzung

$$Z = \sqrt{R_A \cdot R_E}$$

ähnelt sogar der Widerstandsübersetzung

$$ü = \sqrt{\frac{R_E}{R_A}}$$ eines Übertragers.

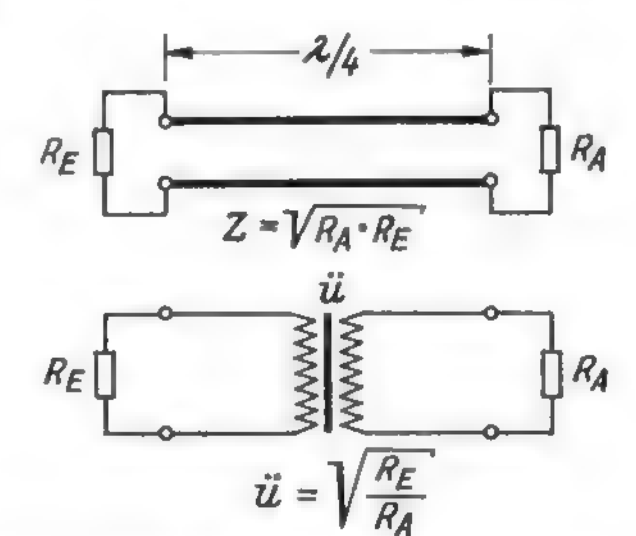


Bild 16,28
Die $\lambda/4$-Leitung als Hilfsmittel zur Widerstandsanpassung

Für die $\lambda/4$-Leitung gilt aber diese Formel nur jeweils für eine bestimmte Wellenlänge bzw. die entsprechende Frequenz. Eine $\lambda/4$-Leitung für die UKW-Rundfunkfrequenz von 100 MHz ($\lambda = 3$ m) ist z. B. 3 m/4 = 0,75 m lang. Sie läßt sich dann nicht mehr für Fernsehfrequenzen von z. B. 200 MHz ($\lambda = 1{,}5$ m) verwenden, weil sie hier 1,5 m/4 = 0,375 m lang sein müßte. Da die Transformationseigenschaften also nur für die Resonanzfrequenz gelten, bezeichnet man $\lambda/4$-Leitungen auch als *Resonanz-Transformatoren.*

Bild 16,29. Anwendung von $\lambda/4$-Transformatoren

$\lambda/4$-Transformatoren sind in der UKW- und Dezitechnik besonders wichtig zum richtigen Anpassen verschiedener Leitungswiderstände. Wie bei den Energieleitungen (Seite 264) behandelt, läßt sich Hf-Energie auf Leitungen nur dann verlustfrei übertragen, wenn die Leitungen richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden. Verbindet man jedoch z. B. ein 60-Ω-Kabel direkt mit einem 240-Ω-Kabel (Bild 12,291), so besteht keine richtige Anpassung. An der Stoßstelle treten Reflexionen auf, und auf beiden Kabeln bilden sich stehende Wellen, die den Energietransport stören und andere Schwierigkeiten verursachen. Schaltet man jedoch einen $\lambda/4$-Transformator mit

$$Z = \sqrt{R_E \cdot R_A} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} =$$
$$= \sqrt{60 \cdot 240} = \mathbf{120\ \Omega}$$

$Z_1 = 60\,\Omega$ $Z_2 = 240\,\Omega$
16,291

$Z = 120\,\Omega$
$Z_1 = 60\,\Omega$ 60 Ω 240 Ω $Z_2 = 240\,\Omega$
16,292 λ/4

Bild 16,29
Anpassungen von Hf-Leitungen verschiedener Wellenlänge; 16,291 = bei unmittelbarer Verbindung zweier Leitungsstücke mit verschiedenen Wellenwiderständen entstehende Reflexionen, 16,292 = durch Zwischenschalten eines $\lambda/4$-Transformators werden die Wellenwiderstände richtig angepaßt

dazwischen (Bild 12,292), dann übersetzt er in der einen Richtung die 240 Ω auf 60 Ω. Für das 60-Ω-Kabel wirkt also an der Stoßstelle die Anordnung wie 60 Ω, und die Energie wird reflexionsfrei nach rechts übertragen. In der anderen Richtung ergeben sich 240 Ω, auch hier stimmt dann die Anpassung. Die einzelnen Stücke des Leitungszuges sind richtig aufeinander angepaßt, Ströme, Spannungen und Leistungen werden mit dem besten Wirkungsgrad von einem Ende zum anderen übertragen.

Die Anpassung gilt ohne allzu großen Fehler für eine gewisse Bandbreite. Für das UKW-Band von 88 bis 100 MHz beispielsweise würde man eine solche $\lambda/4$-Leitung für eine mittlere Frequenz $f = \sqrt{88 \cdot 100} = 94$ MHz bemessen. Dann herrscht sowohl für 88 MHz als auch für 100 MHz noch eine ausreichend gute Anpassung. Dagegen ist ein $\lambda/4$-Transformator für das gesamte Fernsehband III von 174 bis 223 MHz bereits zu ungünstig. In solchen Fällen paßt man den Transformator besser nur für ein oder zwei benachbarte Kanäle an.

Bild 16,30. Die $\lambda/2$-Umwegleitung

Der eben besprochene $\lambda/4$-Transformator eignet sich nur zum Transformieren der Wellenwiderstände gleichartiger Leitungen. Viel häufiger wird jedoch in der Fernsehempfänger-Schaltungstechnik ein Glied benötigt, das ein symmetrisches 240-Ω-Antennenkabel auf den einseitig geerdeten 60-Ω-Eingang des Empfängers transformiert. Hierfür wird vielfach eine $\lambda/4$-Umwegleitung angewendet. Dies ist ein Koaxialkabelstück mit Z = 60 Ω, das nach Bild 16,30 angeschlossen wird. Die Spannungshalbwellen auf dem Bandkabel verlaufen im Gegentakt (vgl. Bild 16,11) und liegen symmetrisch zur Erde. Ist die Gesamtspannung = u, dann liegen gegenphasige Spannungen von je u/2 am Ende des Bandkabels gegen Erde.

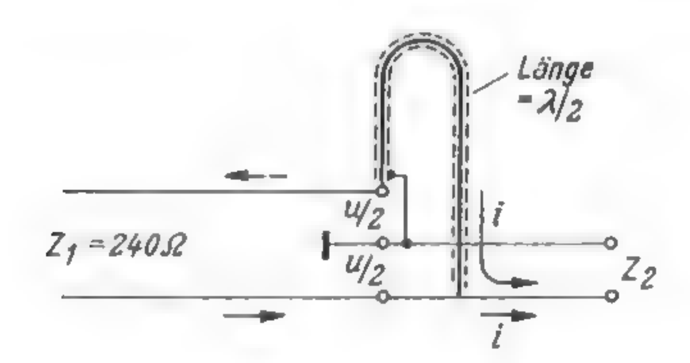


Bild 16,30
Prinzip der $\lambda/2$-Umwegleitung

In eine Ader schaltet man nun ein Leitungsstück von der Länge $\lambda/2$ ein. Eine halbe Wellenlänge bedeutet jedoch eine Phasendrehung um 180°. Am Ende der Umwegleitung herrscht jetzt die gleiche Phase wie am Ende der anderen Ader des Bandkabels. Man kann also die beiden Anschlüsse miteinander verbinden und bekommt nun an diesem Punkt die halbe Spannung = u/2 bei doppeltem Strom, denn der Strom aus der anderen Ader addiert sich jetzt, da er nun gleichphasig geworden ist. Der Strom i in den Adern des Bandkabels beträgt $i = \frac{u}{Z_1} = \frac{u}{240}$. An den Ausgangsklemmen der Anordnung liegt die Spannung u/2 bei doppeltem Strom, also $2 \cdot i$. Die Ausgangsimpedanz Z_2 beträgt daher:

$$Z_2 = \frac{u/2}{2\,i} = \frac{u}{2 \cdot 2\,u/240} = \frac{u \cdot 240}{2 \cdot 2 \cdot u}$$

$$Z_2 = \frac{240}{4} = 60\,\Omega$$

Die $\lambda/2$-Umwegleitung hat also von 240 Ω symmetrisch auf 60 Ω unsymmetrisch transformiert. Dieses Kabelstück der Umwegleitung findet man an vielen UHF-Tunern, z. B. in Bild 3,301.

Anstelle eines Koaxialkabels kann man auch einfach ein $\lambda/2$ langes Drahtstück auf ein mit Isolierlack überzogenes Metallplättchen wickeln. Dies ergibt ein Gebilde mit recht geringen Abmessungen, das sich bequem als Symmetrierglied in die Anschlußkästen von Antennen einbauen läßt, um oben am Mast vom 240-Ω-Dipol auf das 60-Ω-Koaxialkabel transformieren zu können.

Zusammenfassung

Hochfrequenzleitungen dienen:

1. Zur Energieübertragung bei beliebigen Frequenzen. Die Leitungen müssen dann richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden;

2. als abgestimmte Schwingkreise in Form offener oder kurzgeschlossener $\lambda/4$- und $\lambda/2$-Leitungen;

3. als abgestimmte Anpassungstransformatoren für unterschiedliche Wellenwiderstände.

Bild 16,31. Breitband-Symmetriertransformator

In diesem Zusammenhang sei ein anderes wichtiges Symmetrierglied besprochen, der für weite Frequenzbereiche brauchbare Breitband-Symmetrierübertrager. Die beiden Spulenpaare in Bild 16,311 sind bifilar gewickelt. Dadurch ergibt sich elektrisch eine Wirkung, als wenn auf der 240-Ω-Seite zwei Wicklungen in Reihe liegen und auf der 60-Ω-Seite zwei Wicklungen parallel (Bild 16,312). Das Übersetzungsverhältnis ü beträgt also 2 : 1, das entspricht einer Widerstandsübersetzung von $ü^2 : 1 = 4 : 1$ bzw. von 240 Ω auf 60 Ω. Ein solches Schaltelement führt in der angelsächsischen Fachliteratur und bei den KW-Amateuren den seltsamen Namen *Balun*. Er kommt zustande aus den Anfängen der Wörter *bal*anced für symmetrisch und *un*balanced für unsymmetrisch. Ein solcher Übertrager kann selbstverständlich in beiden Richtungen benutzt werden, z. B. um ein 60-Ω-Koaxialkabel an den 240-Ω-Eingang eines Empfängers anzupassen.

Im einfachsten Fall übersetzt man mit einem normalen Hochfrequenz-Transformator nach Bild 16,313 mit einem Übersetzungsverhältnis von 2 : 1 von 240 Ω symmetrisch auf 60 Ω unsymmetrisch.

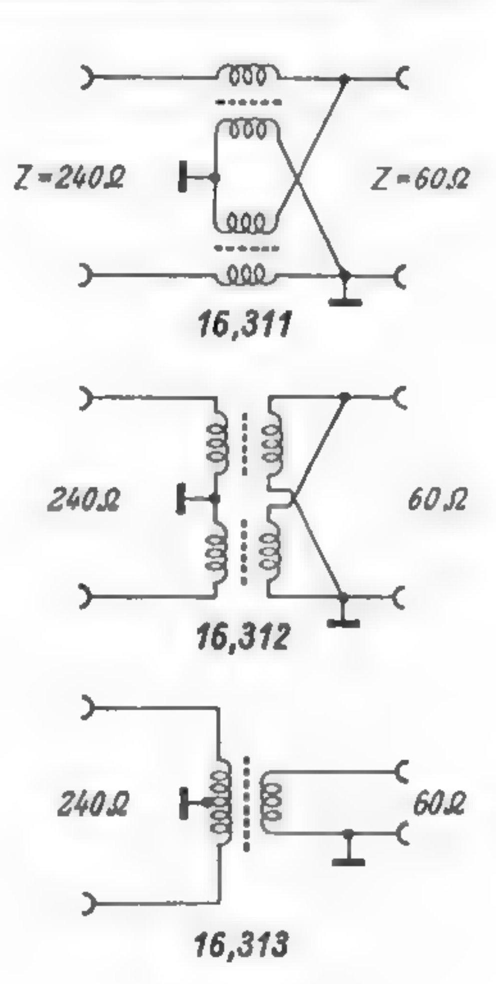


Bild 16,31
Symmetriertransformatoren

17. Fernsehantennen

In der Fernseh-Empfangstechnik werden vorwiegend die von UKW-Rundfunkempfängern her bekannten Dipolantennen mit 240 Ω Anpassungswiderstand verwendet, natürlich in anderen, der kürzeren Wellenlänge angepaßten Abmessungen. Die Wellenwiderstände der UKW-Bandkabel und die Eingangswiderstände der Fernsehempfänger sind ebenfalls für 240 Ω bemessen, so daß die aufgenommene Energie mit geringsten Verlusten dem Empfängereingang zugeführt wird.

Fernseh-Empfangsantennen sollen vorzugsweise drei Aufgaben erfüllen:

1. Dem Empfänger eine möglichst große Eingangsspannung zuführen,
2. störende, aus anderen Richtungen ankommende reflektierte Wellenzüge ausblenden,
3. von anderen Störquellen, z. B. Kraftwagenmotoren herrührende Störungen abschwächen.

Alle drei Forderungen werden etwa durch die gleichen Mittel erfüllt, nämlich durch zusätzliche Reflektoren und Direktoren an der Antenne sowie durch Zusammenschalten mehrerer Antennen. Da mit der Vermehrung der Antennenelemente die Anschaffungskosten steigen und auch die Beanspruchungen, z. B. bei Sturm, wachsen, wird ein guter Antennenbauer stets nur den Typ empfehlen, mit dem sich genügend Eingangsspannung und störungsfreier Empfang erzielen lassen.

Bei Erweiterung des Sendernetzes werden in immer größeren Gebieten ausreichende Antennenspannungen zur Verfügung stehen, so daß man den Antennenaufwand verringern könnte. Dagegen lassen sich Reflexionen von Fernsehsendewellen an Bergen, hohen Gebäuden usw. durch stärkere Sender nicht beseitigen. Hierzu folgende Überlegung:

Elektromagnetische Wellen legen in der Sekunde 300 000 km oder *in einer Mikrosekunde 300 m* zurück.

Der Strahl auf dem Bildschirm schreibt je Sekunde 15 625 Zeilen. Jede Zeile ist bei einer 59-cm-Bildröhre ca. 45 cm lang. Der Strahl legt also in einer Sekunde $15\,625 \cdot 45 \approx 700\,000$ cm zurück oder *in einer Mikrosekunde 0,7 cm = 7 mm.*

Trifft also ein reflektiertes Signal nach einem Umweg von 300 m eine Mikrosekunde später als das Hauptsignal auf die Antenne, dann wird dadurch ein zweites Bild in 7 mm Abstand vom ersten auf dem Bildschirm erzeugt. Dieses „Geisterbild" läßt sich nur durch Antennen mit scharfer Richtwirkung beseitigen, die auf die Hauptempfangsrichtung ausgerichtet werden. Auch bei ausreichenden Eingangsspannungen ist also in solchen Fällen ein höherer Antennenaufwand notwendig!

Für die Eigenschaften von UKW- und Fernsehantennen wurden einige Begriffe festgelegt, die der Praktiker kennen muß. Sie werden deshalb im folgenden kurz erläutert.

Bild 17,01. Horizontal-Charakteristik

Dies ist eine Kurve, in der die Empfindlichkeit der Antenne in verschiedenen Himmelsrichtungen aufgetragen wird. Dabei nimmt man die größte Empfindlichkeit eines einfachen Faltdipols vergleichsweise als 1 an. Bei einem solchen Dipol ist die Empfindlichkeit quer zum Dipolstab in beiden Richtungen am größten, während in der Längsachse des Dipols die Empfindlichkeit am geringsten ist. Die

Horizontal-Charakteristik besteht also aus etwa zwei nebeneinander liegenden Kreisen. Setzt man einen Reflektor dahinter, so erhöht er die Empfindlichkeit in der vorausliegenden Richtung und schwächt die Empfindlichkeit der Gegenrichtung. Das gleiche erzielt man mit einem Direktor vor dem Empfangsdipol. Die stark gezeichnete Kurve stellt die Horizontal-Charakteristik eines nach Norden ausgerichteten Faltdipols mit Direktor und Reflektor dar. Die Empfindlichkeit in dieser Richtung ist auf das 1,5fache gegenüber einem einfachen Dipol angewachsen.

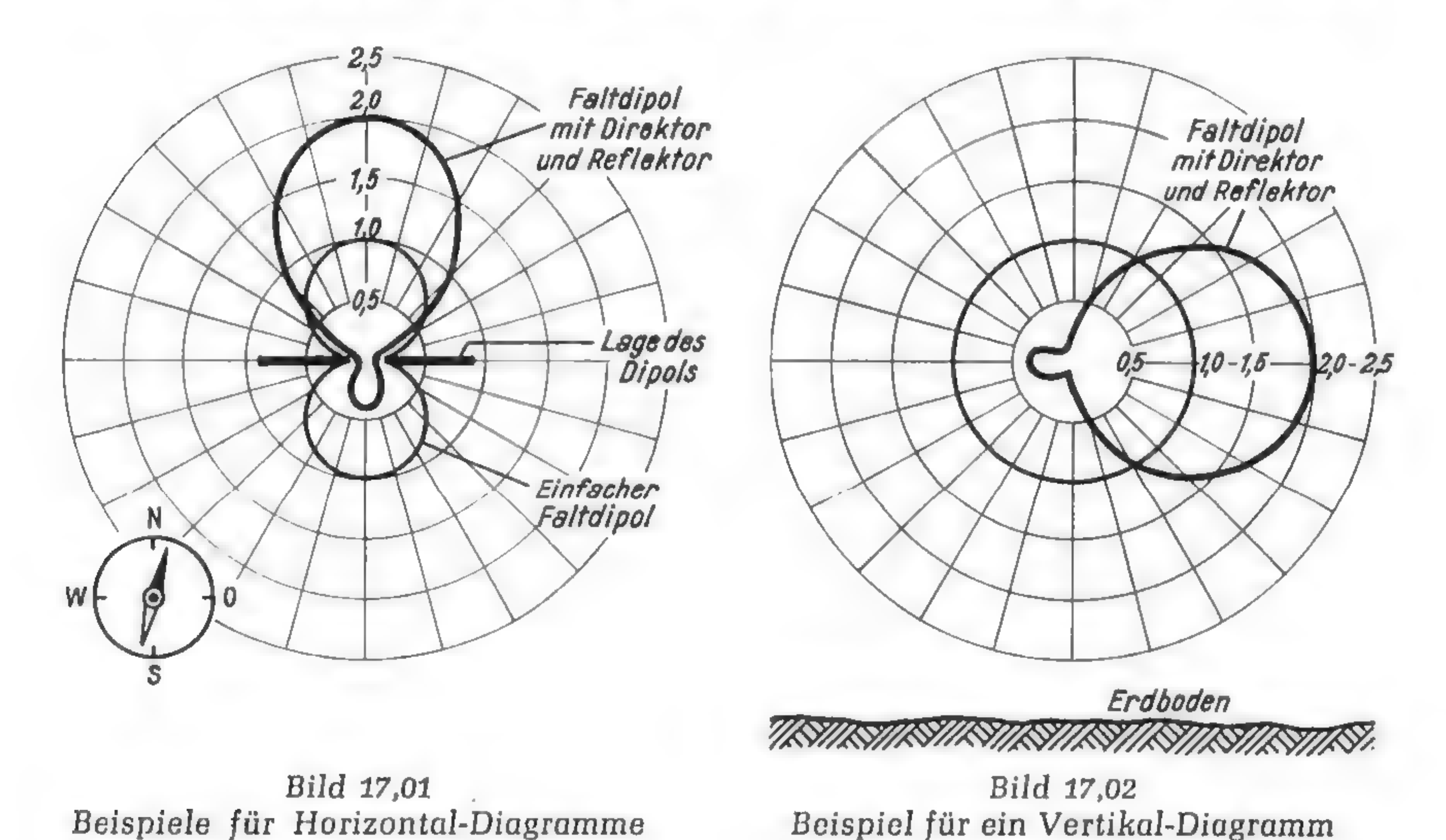


Bild 17,01
Beispiele für Horizontal-Diagramme

Bild 17,02
Beispiel für ein Vertikal-Diagramm

Bild 17,02. Vertikal-Charakteristik

Die Vertikal-Charakteristik gibt die Spannungsempfindlichkeit der Antenne von der Seite her betrachtet an. Eine flache „Richtkeule", also eine geringere Empfindlichkeit nach oben gegen den Himmel und nach unten gegen den Erdboden zu, ist günstig, um Störspannungen, wie z. B. von Kraftfahrzeugen, die meist schräg von unten kommen, auszublenden. Unter Umständen kann es sogar zweckmäßig sein, eine solche Antenne etwas schräg nach oben auszurichten, wenn am Empfangsort die Senderstrahlung nicht parallel zum Erdboden, sondern etwas von oben her kommend einfällt. Auch hier vergleicht man Mehrelement-Antennen gegenüber einem Einfachdipol. Dieser ist von der Seite, also in Richtung der Längsachse gesehen, nach oben und unten, rechts und links gleich empfindlich. Seine Vertikal-Charakteristik ist ein Kreis.

Bild 17,03. Antennengewinn

Der Antennengewinn gibt an, wieviel mehr an Spannung eine Mehrelement-Antenne in der Hauptempfangsrichtung gegenüber einem einfachen Faltdipol erbringt. In den beiden vorhergehenden Bildern ergab sich z. B. die 1,5fache Spannung bei einem Faltdipol mit Direktor und Reflektor. Dieses Spannungsverhältnis gegenüber einem einfachen Dipol drückt man meist in Dezibel (dB) aus. Um die Werte

recht anschaulich zu machen, geben wir sie außerdem in Prozent gegenüber dem Einfachdipol an, d. h. der Einfachdipol hat 0 % Gewinn bzw. 0 dB.

Der Antennengewinn hängt natürlich auch von der richtigen Abstimmung der Antenne ab, d. h. der richtigen Länge der Dipolstäbe für die gewünschte Wellenlänge und ferner von der richtigen Anpassung an das Antennenkabel und den Empfängereingang. Die Meßwerte der Antennenfirmen gelten stets für einwandfreie Anpassung. Sie ist besonders schwer für Breitbandantennen zu erfüllen, also für Antennen, die nicht nur für einen Kanal, sondern für ein ganzes Fernsehband benutzt werden sollen. Man gibt deshalb Kurven an, die den Gewinn bei den verschiedenen Frequenzen zeigen. Je gleichmäßiger diese Kurven sind, desto besser ist die Antenne abgeglichen und angepaßt.

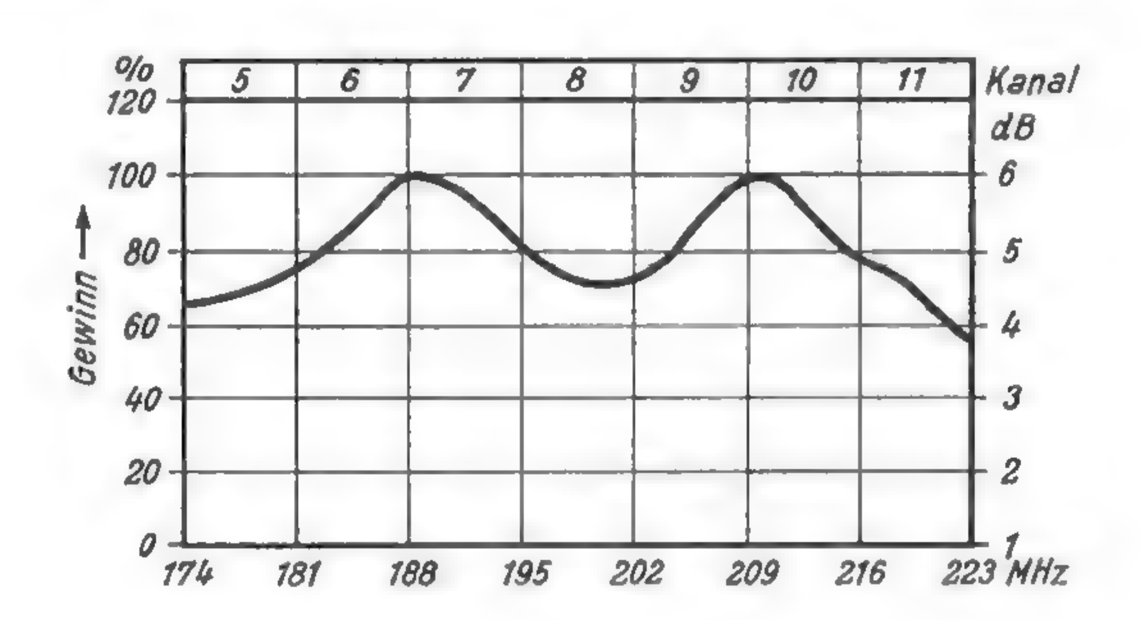
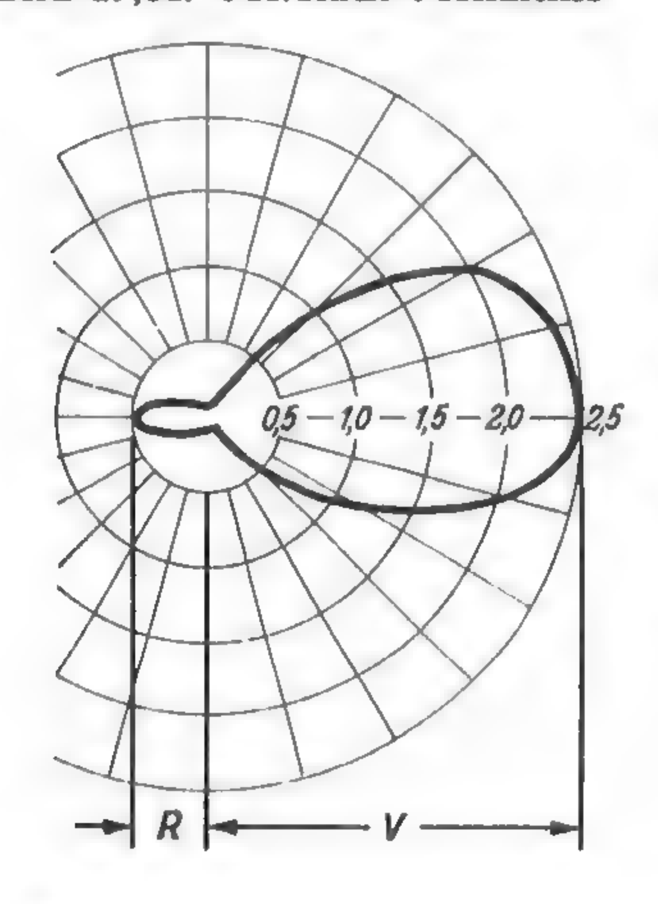


Bild 17,03
Verlauf des Gewinnes bei einer Breitbandantenne

Eine Antenne mit hohem Gewinn liefert eine große Empfangsspannung, sie ist daher für Weitempfang vorzusehen.

Im Beispiel schwankt der Gewinn über den Bereich hinweg zwischen 60 und 100 %. Sofern in den Antennenlisten nicht die Gewinnkurve selbst abgebildet wird, gibt man einen Mittelwert hierfür an.

Bild 17,04. Vor/Rück-Verhältnis



Das Vor/Rück-Verhältnis ist ein Maß dafür, wieviel mehr Spannung eine Richtantenne in der Hauptempfangsrichtung gegenüber der Spannung aus der entgegengesetzten Richtung ergibt. Ein Vor/Rück-Verhältnis von 5 : 1 bedeutet also, daß die Antenne in der Hauptrichtung fünfmal so empfindlich ist wie in der entgegengesetzten Richtung. Das Vor/Rück-Verhältnis ist ebenfalls frequenzabhängig und schwankt ähnlich wie der Gewinn über den Bereich hinweg. Auch braucht die „Richtkeule“ der Gegenrichtung nicht immer genau in der Verlängerung der Haupt-

Bild 17,04
Zur Definition des Vor/Rück-Verhältnisses

richtung zu liegen. Für Mehrkanalantennen gibt man deswegen einen Mittelwert an.

Eine Antenne mit hohem Vor/Rück-Verhältnis unterdrückt von rückwärts einfallende Störungen und Reflexionen.

Bild 17,05. Horizontaler Öffnungswinkel

Gewinn und Vor/Rück-Verhältnis geben Anhaltspunkte für die Empfindlichkeit in der Hauptrichtung. Man will aber auch wissen, wie schnell die Empfindlichkeit einer Richtantenne nach den Seiten zu abfällt. Dies geht zwar aus der Horizontal-Charakteristik (Bild 17,01) hervor, doch ist es zum Vergleichen verschiedener Antennen praktischer, einen definierten Zahlenwert zu nennen. Man ermittelt deshalb den Winkel zwischen den beiden Richtungen, bei denen die aufgenommene Spannung auf 71 % der maximalen Spannung absinkt. Diesen Winkel nennt man den horizontalen Öffnungswinkel.

Eine Antenne mit kleinem horizontalem Öffnungswinkel schwächt Störungen ab, die seitlich neben der Empfangsrichtung liegen.

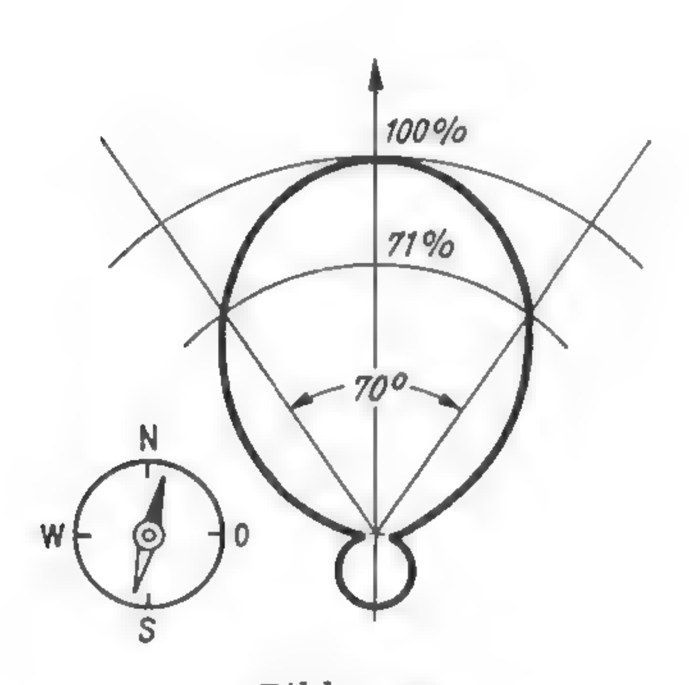


Bild 17,05
Horizontaler Öffnungswinkel

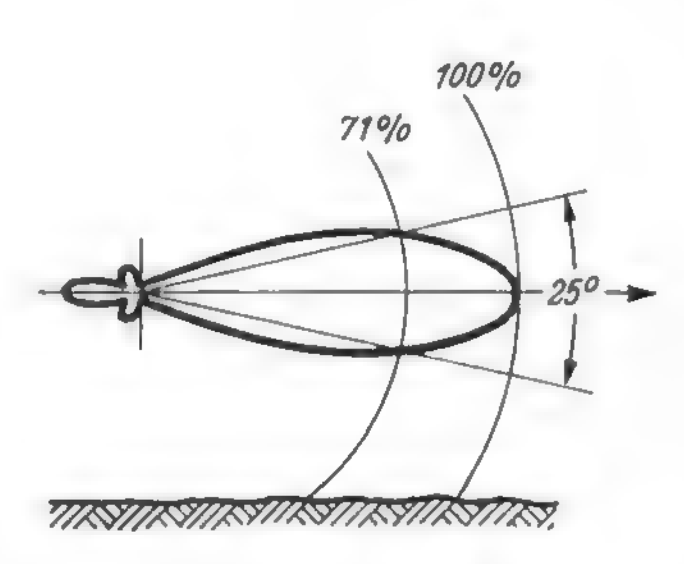


Bild 17,06
Vertikaler Öffnungswinkel

Bild 17,06. Vertikaler Öffnungswinkel

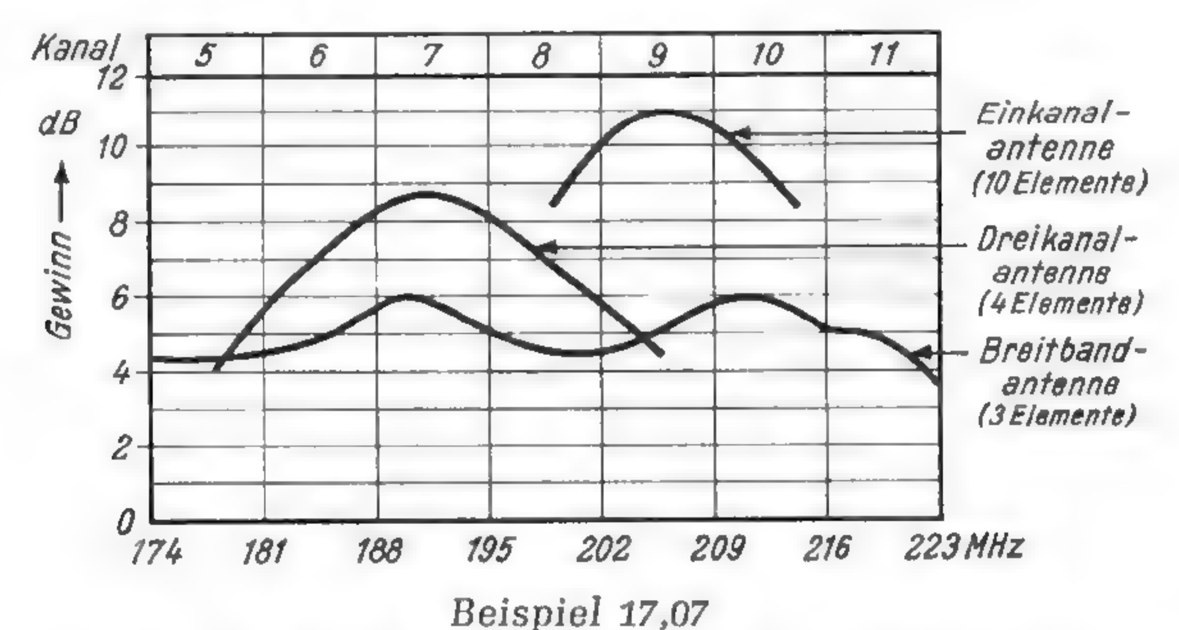
Der vertikale Öffnungswinkel ist der Winkel, bei dem sich die Empfindlichkeit der Antenne von der Seite her gesehen nach oben und unten auf 71 % verringert hat. *Eine Antenne mit kleinem vertikalem Öffnungswinkel schwächt Störstrahlungen aus Bodennähe (Kraftwagen) und aus der Höhe (Flugzeuge) ab.*
(In diesem Bild ist gleichzeitig dargestellt, daß scharfbündelnde Antennen mitunter nicht nur einen rückwärtigen Empfindlichkeitszipfel, sondern noch einige „Nebenzipfel" aufweisen.)

Bild 17,07. Bandbreite

Je mehr Elemente man einer Dipolantenne gibt, um die Richtwirkung zu erhöhen, desto schmaler ist das Frequenzband, das von dieser Antenne aufgenommen wird. Ein Dipolelement besitzt die Eigenschaften eines Schwingkreises. Schaltet man aber mehrere Schwingkreise hintereinander, so ergibt sich zwangsläufig eine größere Trennschärfe, d. h. Sender mit weiterabliegenden Frequenzen werden

weniger gut aufgenommen. Dipolantennen mit einer großen Zahl miteinander gekoppelter Elemente werden daher vorwiegend für wenige nebeneinander liegende Kanäle gebaut. Antennen, die nur aus wenigen miteinander gekoppelten Elementen bestehen, lassen sich dagegen für einen ganzen Fernsehbereich bemessen.

Zahlenmäßig ist die Bandbreite einer Antenne gleich dem Frequenzband, innerhalb dessen der Gewinn um nicht mehr als 3 dB schwankt. Zur Vereinfachung gibt man jedoch nur die Zahl der Fernsehkanäle an, die innerhalb dieser Grenzen liegen, und spricht von Einkanal-, Zweikanal- oder Dreikanalantennen, sofern, wie bei der Breitbandantenne in Bild 17,03, der Gewinn sich *innerhalb des ganzen Fernsehbandes* um nicht mehr als 3 dB ändert. Da die Antennenelemente wie Schwingkreise wirken, ergibt sich auch die gleiche Erscheinung, daß Kreise für niedrige Frequenzen, also Antennen für den Fernsehbereich I, kleine Bandbreiten haben. Antennen für Bereich I (41...68 MHz) sind daher fast stets nur als Einkanalantennen lieferbar. Andererseits beruht die Breitbandwirkung von Mehrelementantennen darauf, daß man die einzelnen Dipole, also Schwingkreise, so koppelt, daß sich eine Bandfilterkurve ergibt. In Bild 17,03 und 17,07 sind deutlich die dadurch erzielten Höcker der Bandfilterkurve zu erkennen.



Beispiel 17,07

Beispiele für die Bandbreite verschiedener Antennenformen, die Gewinnkurve einer breitbandigen Antenne weist Höcker auf, ähnlich wie eine Bandfilterkurve von Schwingkreisen

Wünscht man große Bandbreite, um gegen Wellenwechsel der Sender gesichert zu sein, aber gleichzeitig hohen Gewinn, dann muß man einfache Antennen übereinander oder nebeneinander anordnen. Hierdurch steigt gleichzeitig die Richtwirkung. Antennen mit vielen gekoppelten Elementen (Schwingkreisen), also 10-Element-Antennen, sind dagegen im allgemeinen sehr selektiv und eignen sich besser für schmale Frequenzbänder. Um die Lagerhaltung zu vereinfachen, werden deshalb bisweilen die Stablängen veränderlich gemacht. Auch wurden für die UHF-Bereiche Breitband-Antennen mit vielen Elementen entwickelt, weil man durch eine Vielzahl von Antennenelementen auch die Empfangsspannung erhöht. Dies ist für UHF notwendig, weil die kurzen Stäbe weniger Spannung aus dem elektromagnetischen Feld aufnehmen können also die langen Stäbe in den Bereichen I und III.

Bild 17,08. Schärfere Richtwirkung durch Mehrebenen-Antennen

Ordnet man zwei Dipolantennen nebeneinander an und schaltet sie über entsprechende Transformationsglieder zusammen, so addieren sich in der Hauptempfangsrichtung die Spannungen, denn sie kommen mit gleicher Phase auf jede der beiden Antennen an.

Eine schräg einfallende Wellenfront dagegen gleitet zunächst auf Antenne II auf und erreicht erst um eine winzige Zeit später die Antenne I. Die Spannungen an den beiden Antennen haben daher einen „Laufzeitunterschied“, oder sie sind um einen Phasenwinkel φ voneinander verschieden. Die Spannungen addieren sich deshalb weniger gut, als es die in Hauptrichtung einfallenden Strahlen tun.

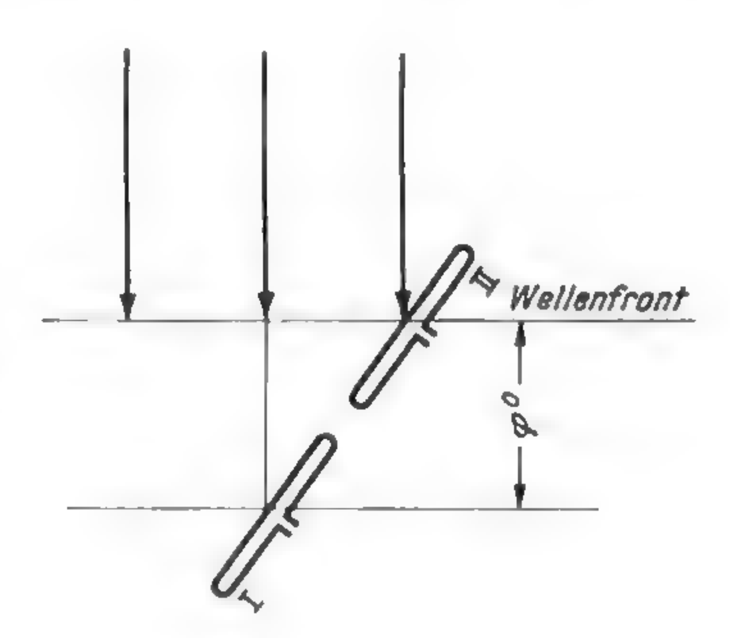


Bild 17,08
Bei schräg einfallenden Wellenfronten ergeben sich Laufzeitunterschiede der Spannungen zwischen den Enden der Antenne

Nebeneinander angeordnete Antennen schwächen seitlich einfallende Senderwellen: die horizontale Richtwirkung wird verbessert.

(Dieser Effekt tritt bereits beim einfachen Dipol auf, denn auch bei ihm erreicht eine seitlich ankommende Wellenfront erst das eine Ende des Dipolstabes und wenige Zeit später das andere Ende. Dieser winzige Laufzeitunterschied genügt, um die Spannung zu verringern. Fällt die Welle direkt in Stabrichtung ein, dann löschen sich die Spannungen auf den beiden Dipolhälften sogar vollständig aus, daher die Richtwirkung des einfachen Dipols.)

Ordnet man jedoch zwei Dipolantennen *übereinander* an, so ergibt sich die gleiche Wirkung gegenüber schräg von unten oder oben herkommenden Wellenfronten. *Übereinander angeordnete Antennen (Mehrebenen-Antennen) unterdrücken schräg von unten kommende Strahlungen, die vertikale Richtwirkung wird verbessert.* Gegen Geister und Reflexionen helfen deshalb nebeneinander angeordnete Antennen besser und gegen Störer von unten oder oben (Kraftwagen, Flugzeuge) mehrstöckige Antennen. In beiden Fällen, bei neben- und übereinander angeordneten Antennen, verbessert sich natürlich außerdem der Gewinn.

Bild 17,09. Vergleich der Eigenschaften von Fernsehantennen

In der *Tabelle* auf S. 292 ist dargestellt, wie sich die verschiedenen Eigenschaften von Antennen mit der Zahl der Elemente und mit der Anordnung von mehreren Antennen ändern. Bei Einebenenantennen erkennt man, wie beim Übergang vom einfachen Faltdipol bis zur 10-Element-Antenne der Gewinn und das Vor/Rück-Verhältnis steigen und der Öffnungswinkel kleiner wird, die Richtwirkung sich also verbessert. Ordnet man zwei Ebenen übereinander an, so steigt der Gewinn nochmals an. Dagegen bleiben horizontaler Öffnungswinkel und Vor/Rück-Verhältnis annähernd gleich. Wesentlich kleiner wird jedoch der vertikale Öffnungswinkel, d. h. diese Antennenanordnungen blenden schräg von unten kommende Störungen besonders gut aus. Sie eignen sich daher vorzugsweise für Gegenden, in denen mit starken Störungen durch Kraftwagen von unten her zu rechnen ist. Bei nebeneinander angeordneten Antennen wird dagegen die Bündelung in horizontaler Richtung schärfer.

Die Zahlenangaben wurden den Listen verschiedener Antennenfirmen entnommen. Sie gelten jeweils für einen bestimmten Antennentyp dieser Firma, um die grundsätzlichen Unterschiede gut erkennen zu lassen. Tatsächlich lassen sich jedoch Antennen mit dem gleichen Aufbau, z. B. mit Dipol, Direktor und zwei Reflektoren, sowohl als Breitbandantennen als auch als Schmalbandantennen für zwei bis drei Kanäle konstruieren. Dementsprechend sind Gewinn, Vor/Rück-Verhältnis usw. verschieden. Einfluß hierauf haben Länge, Dicke und Abstände der einzelnen Antennenelemente. Die Entwicklung von Fernsehantennen erfordert daher eine ebenso ernsthafte und gewissenhafte Laborarbeit wie die der eigentlichen Fernsehempfänger.

Charakteristische Eigenschaften verschiedener Fernsehantennen für Bereich III

Einebenen-Antennen						
Bild	Bezeichnung	Mittlerer Gewinn %	Mittleres Vor/Rück-Verhältnis	Horizontaler Öffnungswinkel	Vertikaler Öffnungswinkel	Bandbreite
17,091	Einfacher Faltdipol	0	1 : 1	120°	360°	7 Kanäle
17,092	Faltdipol mit Reflektor	60	3 : 1	100°	190°	7 Kanäle
17,093	Faltdipol mit Reflektor und Direktor	80	5 : 1	95°	160°	7 Kanäle
17,094	Faltdipol mit Reflektor und 2 Direktoren	100	6 : 1	90°	145°	7 Kanäle
17,095	Faltdipol mit Reflektor und 8 Direktoren (10-Element-Antenne)	350	20 : 1	37°	80°	1 Kanal
Mehrfach-Antennen						
17,096	Zwei Ebenen mit je einem Faltdipol und Reflektor (zus. 4 Elemente)	150	5 : 1	95°	70°	7 Kanäle
17,097	Zwei Ebenen mit je einem Faltdipol mit Reflektor und Direktor	180	6 : 1	90°	65°	7 Kanäle
17,098	Zwei Antennen zu je 10 Elementen nebeneinander	450	18 : 1	23°	80°	1 Kanal

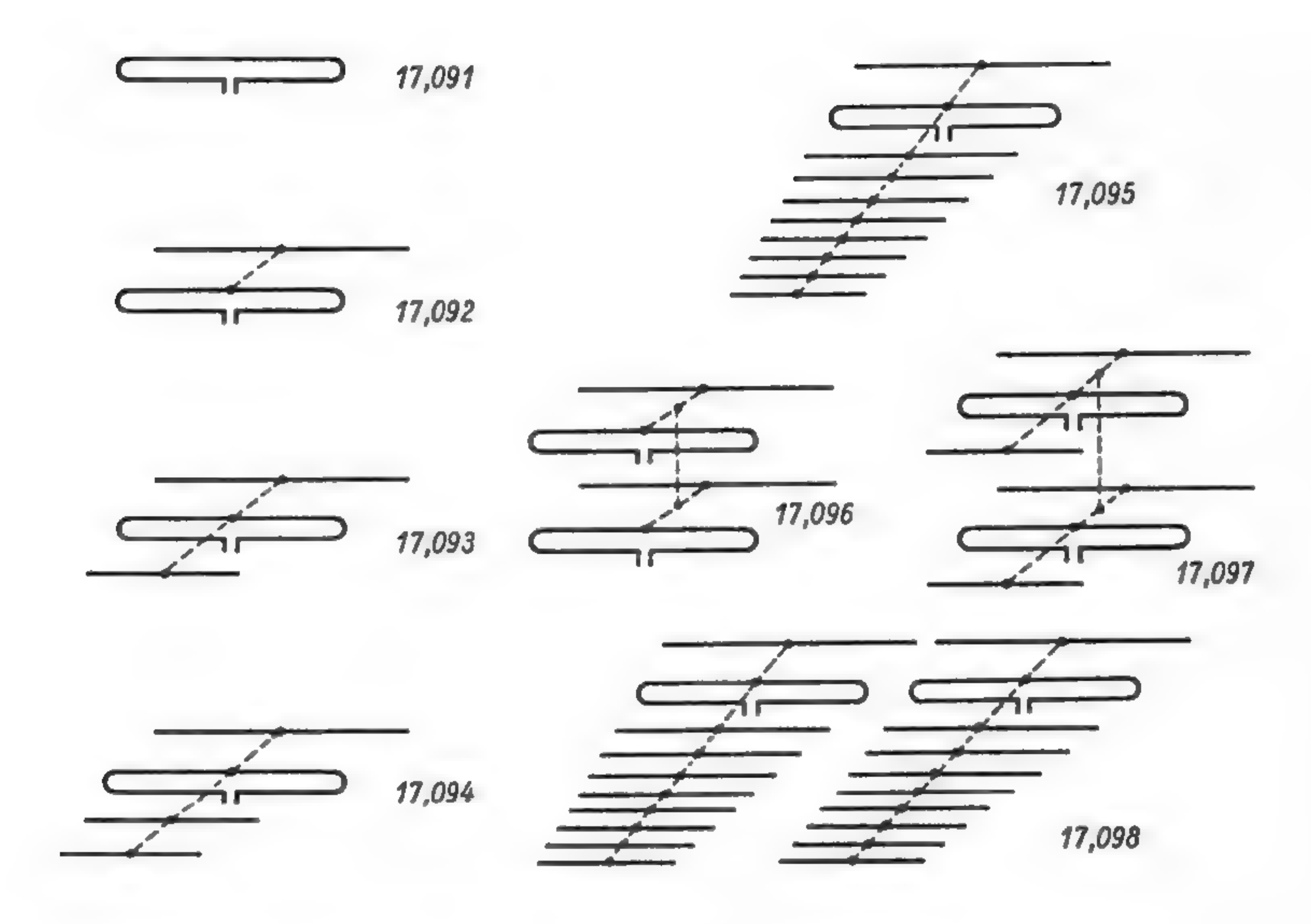


Bild 17,09
Beispiele für verschiedene Antennenformen

Bild 17,10. Zusammenschalten von Mehrebenen-Antennen

Eine Antenne mit einem bestimmten Wellenwiderstand wirkt für Hochfrequenz wie ein ohmscher Widerstand. Schaltet man zwei solcher Antennen zusammen, so liegen also an der Verzweigungsstelle zwei Widerstände parallel. Der Gesamtwiderstand ist daher halb so groß. Werden bei einer Zweiebenen-Antenne zwei Antennenkabel mit je 240 Ω Wellenwiderstand zusammengeschaltet, so beträgt der Widerstand an der Verbindungsstelle nur noch 120 Ω. Man kann also hier nicht eine Antennenniederführung mit 240 Ω Wellenwiderstand unmittelbar anschließen, sondern muß einen $\lambda/4$-Transformator nach Bild 16,29 mit dem Anpassungswiderstand

$$Z = \sqrt{120 \cdot 240} = \mathbf{170\ \Omega}$$

dazwischenschalten. Dabei ist stets zu beachten, daß der $\lambda/4$-Transformator ein Resonanzglied ist. Die Anpassung stimmt also (mit einer gewissen Bandbreite) nur für die Wellenlänge λ. Für selektiv abgestimmte Antennenkombinationen ist daher ein solcher $\lambda/4$-Transformator ebenfalls sorgfältig abzugleichen.

Bild 17,11. Zusammenschalten von Antennen für verschiedene Kanäle oder Bereiche

Schmalbandantennen für verschiedene Kanäle oder Antennen für verschiedene Bereiche (z. B. III und IV) können nicht mit dem Resonanztransformator nach Bild 17,10 zusammengeschaltet werden. Sie sind für unterschiedliche Wellenlängen konstruiert, ihr Anpassungswiderstand Z gilt stets nur für den Bereich, auf den sie abgeglichen sind. Deshalb ist kein gemeinsamer $\lambda/4$-Transformator möglich. Lästig wäre jedoch, wenn für jede Antenne ein eigenes Kabel vom Dach zur Wohnung geführt werden müßte. Dies läßt sich umgehen, indem die Antennen auf dem Dach über Hoch- und

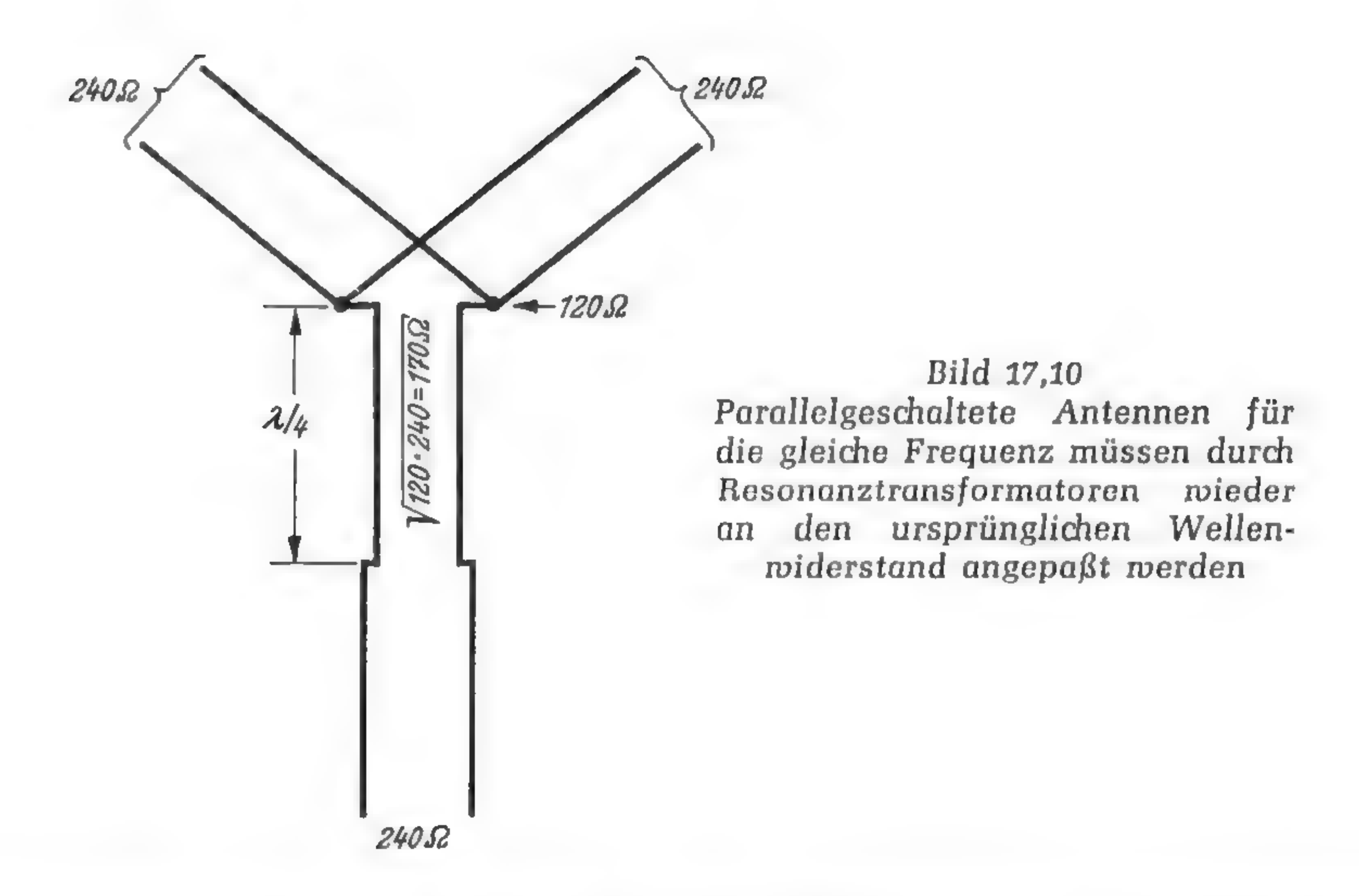


Bild 17,10
Parallelgeschaltete Antennen für die gleiche Frequenz müssen durch Resonanztransformatoren wieder an den ursprünglichen Wellenwiderstand angepaßt werden

Tiefpässe (Filter) an ein gemeinsames Kabel angeschlossen und, bei verschiedenen Bereichen, in der Wohnung über eine umgekehrt wirkende Weiche wieder getrennt werden (Bild 17,111).

Derartige Filter sind Vierpole, die sich wie Hochfrequenzleitungen verhalten, also für einen bestimmten Wellenwiderstand bemessen werden können. Dieser Wellenwiderstand gilt für ihren Durchlaßbereich. Im Sperrbereich dagegen sind sie hochohmig.

Wird kein Bandkabel, sondern ein Koaxialkabel als Niederführung verwendet, dann ist nach Bild 17,112 zunächst jede Antenne für sich von 240 Ω symmetrisch auf 60 Ω

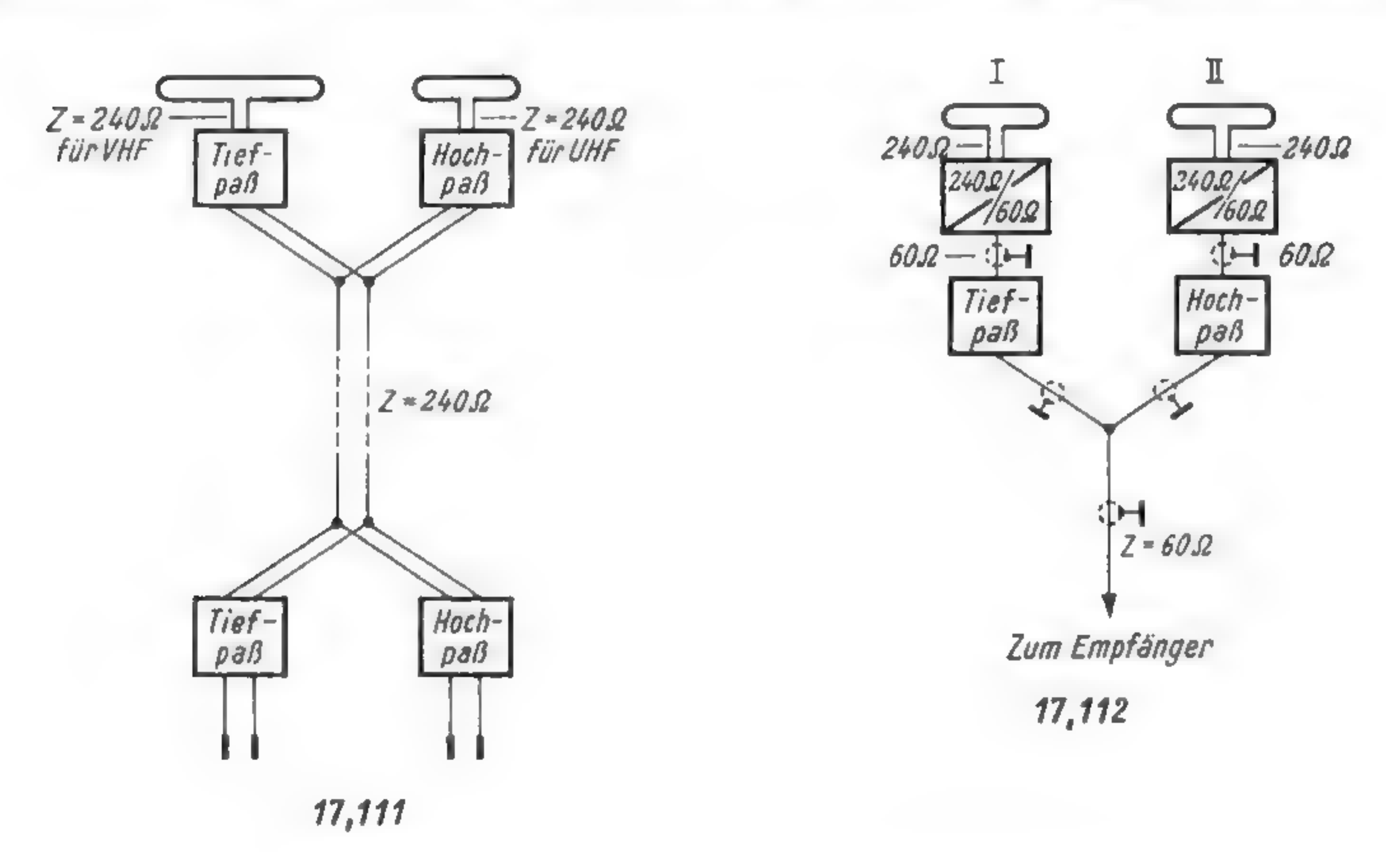


Bild 17,11
Weichen und Filter zum Zusammenschalten von Antennen

unsymmetrisch zu transformieren. Darauf folgen Filter, hinter denen dann auf das gemeinsame Kabel geschaltet wird. Bei dieser Anordnung ist vorteilhaft, daß unsymmetrische Filter weniger Aufwand benötigen, während bei symmetrischen Filtern in jeder der beiden Kabeladern Schaltelemente eingefügt werden müssen.

Hoch- und Tiefpässe einer solchen Weiche werden in der Praxis in einem gemeinsamen Gehäuse raumsparend zusammengefaßt.

Bild 17,12. Beispiel einer Antennenweiche für zwei Kanalantennen im Bereich IV

Um zwei in der gleichen Gegend arbeitende UHF-Fernsehsender zu trennen, empfängt man sie mit scharf abgestimmten Kanalantennen, geht nach Bild 17,111 auf Z = 60 Ω unsymmetrisch über und führt die Spannungen dann über eine Weiche nach Bild 17,121 zusammen. Der Hochpaß für die Antenne II mit der höheren Frequenz besteht aus zwei abgeglichenen Sperrkreisen und der Induktivität L 5. Ein Tiefpaß, ebenfalls aus zwei Sperrkreisen, aber einer Querkapazität C 2 bestehend, liegt in der Zuleitung zur Antenne I. Damit ergibt sich über den Frequenzbereich hinweg ein Wellenwiderstandsverlauf nach Bild 17,122. Er beträgt bei den Arbeitsfrequenzen in beiden Fällen Z = 60 Ω, denn die Impedanz Z = 60 Ω eines jeden Filters ist nur innerhalb des Durchlaßbereiches wirksam. An der Verbindungsstelle der beiden Filter entsteht also durch das Parallelschalten nicht etwa ein Widerstand von 120 Ω. Diese Anordnung ermöglicht also die Verwendung nur eines einzigen Antennenkabels, und beide Antennen werden wirksam voneinander entkoppelt, so daß sie sich nicht gegenseitig stören können.

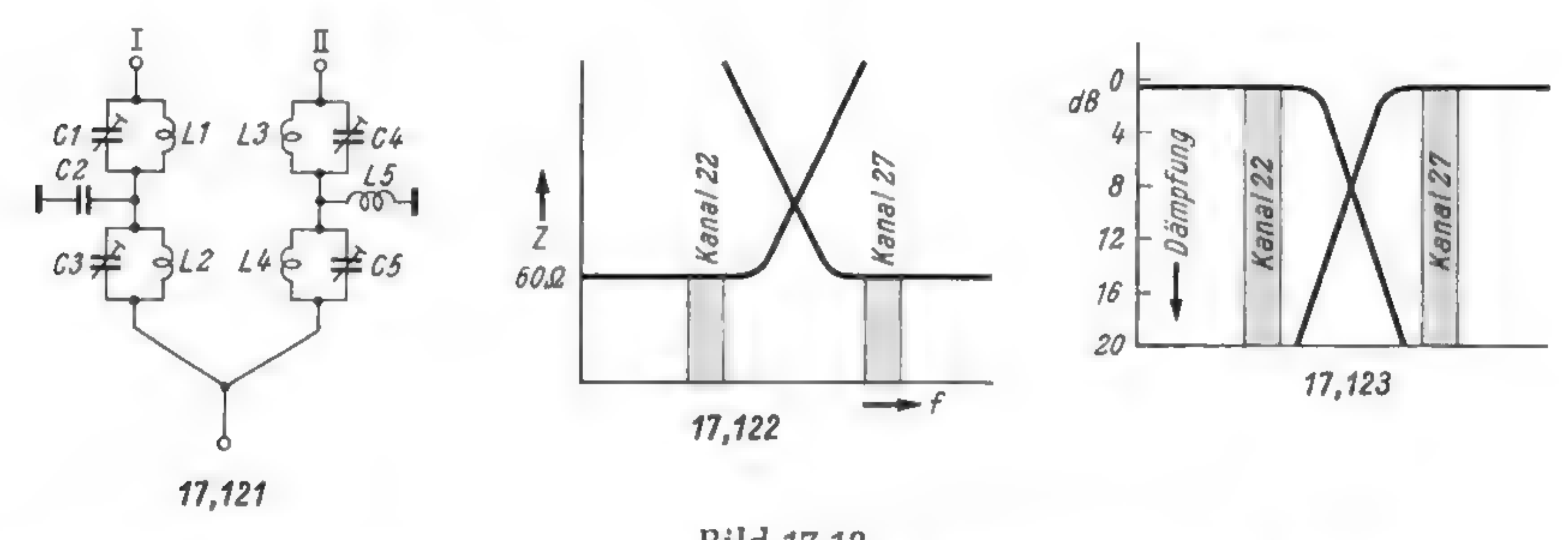


Bild 17,12
Prinzip einer Antennenweiche und Verlauf von Wellenwiderstand und Dämpfung

Der Verlauf der Dämpfung der Anordnung ist in Bild 17,123 dargestellt. Man sieht, daß die Spannung des anderen Kanals jeweils kräftig herabgesetzt wird. Die beiden Sender lassen sich damit noch sauber trennen, wie aus dem Kurvenverlauf zu ersehen ist.

Mechanisch können solche Weichen wegen der Kleinheit der Kapazitäten und Induktivitäten sehr raumsparend aufgebaut werden. Für Filter im UHF-Bereich bestehen die Induktivitäten meist nur aus kurzen Drahtbügeln, und die Kapazitäten kann man durch kurze Stücke Flachkabel darstellen, sofern nicht Trimmer zum Abgleichen erforderlich sind. An den Bauelementen von Antennenweichen darf deshalb nichts gebogen oder verändert werden, sonst verstimmen sie sich. Bei Antennenplanungen sind sorgfältig die richtig abgestimmten und abgeglichenen Weichen aus dem Katalog der Antennenfirma auszuwählen und einzubauen.

Literaturverzeichnis

Bedeutung der Abkürzungen siehe Seite 308

Bild	*Titel*
1,03...1,15	Die deutsche Fernsehnorm. FtA Fs 01.
1,06...1,12	*Boekhorst* und *Stolk*, S. 3.
1,07	Laborbuch 1, S. 121.
1,15	Laborbuch 1, S. 121.
2,03	Die Fernseh-Bildröhre, S. 12.
2,03...2,21	Die Fernseh-Bildröhre. FtA Rö 61.
2,05...2,09	*Goldammer*, S. 12.
2,09	Die Fernseh-Bildröhre, S. 14, 56.
2,10	*Fellbaum*, S. 68.
2,12	Die Fernseh-Bildröhre, S. 37.
2,12...2,15	*Marcus*, S. 400.
2,13...2,17	*Bruch*, S. 1.
2,14	Die Fernseh-Bildröhre, S. 24.
2,16	*Fellbaum*, S. 73.
	Neue Zeilentransformatoren und Ablenksysteme. Funkschau 1961, H. 19, S. 512.
	Förster u. a.: 110°-Technik, S. 72.
2,19	Die Fernseh-Bildröhre, S. 40.
2,21	Die Fernseh-Bildröhre, S. 20.
2,22	*Fellbaum*, S. 108.
2,23	*Förster* u. a.: 110°-Technik, S. 7.
	Taschenbuch, S. 67.
2,24...2,26	Taschenbuch, S. 70.
3,01	Das Rauschen von Röhre und Schaltung. FtA Rö 81.
	Ratheiser: Grenzempfindlichkeit, Rauschzahl, Störabstand, kT_0-Wert, Antennenanpassung. Funkschau 1956, H. 9, S. 339.
	Röhreneingangswiderstand. FtA Rö 82.
	Definition und Messung der Empfängerempfindlichkeit. Funk-Technik 1959, H. 19, S. 708.
	Frenk: Rauschprobleme anschaulich erklärt. Radio-Mentor 1959, H. 5, S. 343.
	Möhring, UHF, S. 50.
3,02	Kanalwähler, S. 12.
	Laborbuch 1, S. 215.
	Möhring, UHF, S. 43.
3,02...3,05	*Bergtold*, S. 14.
3,031	*Knauer* und *Melcher:* Eigenschaften und Anwendung des Nuvistors. Elektronik 1961, H. 12, S. 368.
3,04	Der Katodenverstärker. FtA Vs 72.
	Laborbuch 1, S. 217.

Bild	Titel
3,05	Laborbuch 1, S. 216.
3,06	*Förster:* Oszillatorstörstrahlung und Rauschzahl bei UHF-Tunern. Funkschau 1958, H. 3, S. 65. Laborbuch 2, S. 141. *Maurer* und *Ocker:* Die Anwendung und Schaltung der Röhre PC 88 im Tuner für Band IV und V. Funkschau 1961, H. 5, S. 109. *Möhring:* UHF, S. 65.
3,08...3,17	*Bergtold,* S. 27.
3,12...3,17	Die Mischung im Überlagerungsempfänger. FtA Sp 81.
3,13	*Förster:* Oszillatorstörstrahlung und Rauschzahl bei UHF-Tunern. Funkschau 1958, H. 3, S. 65. *Maurer* und *Ocker:* Die Anwendung und Schaltung der Röhre PC 88 im Tuner für Band IV und V. Funkschau 1961, H. 5, S. 109. *Möhring,* UHF, S. 65.
3,14...3,17	*Möhring,* UHF, S. 80.
3,17	*Klein:* Hochleistungs-UHF-Tuner mit magnetischer Abstimm-Automatik. Grundig Technische Informationen, Nov. 1960, S. 116.
3,181	Taschenbuch, S. 313.
3,20	*Bachnik:* Automatische UHF-Scharfabstimmung. Telefunken-Sprecher 1960, H. 3, S. 6.
3,21	*Klein:* Hochleistungs-UHF-Tuner mit magnetischer Abstimm-Automatik. Grundig Technische Informationen, Nov. 1960, S. 116.
3,23	*K. T.:* Der Diskus-Tuner. Funkschau 1960, H. 2, S. 31.
3,24	*Limann:* Vom Trommelwähler zum Kanalschalter. Funkschau 1962, H. 14, S. 362.
3,25	*Limann:* Tasten für sechs Programme. Funkschau 1962, H. 9, S. 210.
3,26	Kanalwähler, S. 26.
3,28	*Bender:* Neue Vorstufe für Fernseh-Kanalschalter. Funkschau 1962, H. 9, S. 232.
3,29	Aus der Schaltungstechnik von Transistor-Fernsehempfängern. Funkschau 1961, H. 7, S. 166. *Lembke:* Ein VHF-Kanalwähler mit drei Transistoren. Funkschau 1961, H. 17, S. 449. *Schaff-Chaumont:* Französische Fernsehempfänger-Technik. Funkschau 1961, H. 7, S. 165. *Spies:* Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85. *Spies:* Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger. Funkschau 1959, H. 10, S. 225. Vorschläge für Transistor-Tuner. Radio-Mentor 1962, H. 1, S. 38.
3,30...3,33	*Förster:* Oszillatorstörstrahlung und Rauschzahl bei UHF-Tunern. Funkschau 1958, H. 3, S. 65. *Gosslau:* Gedanken zur Konstruktion eines UHF-Tuners. Funkschau 1959, H. 23, S. 559. *Maurer* und *Ocker:* Die Anwendung und Schaltung der Röhre PC 88 im Tuner für Band IV und V. Funkschau 1961, H. 5, S. 109. *Möhring,* UHF, S. 104.

Ocker: Schwingkreise im Fernsehband IV und V. Funkschau 1959, H. 18, S. 445 und H. 22, S. 541.
Otten und *Klose:* PC 88, eine neue Verstärkerröhre für den UHF-Bereich. Funk-Technik 1961, H. 5, S. 142.
Schaffstein: Das UHF-Empfangsteil im Fernsehempfänger. Telefunken-Zeitung Nr. 132, Juni 1961, S. 93.

3,31 *Fellbaum,* S. 429.

3,32 Kanalwähler, S. 44.

3,32...3,35 *Möhring,* UHF, S. 65.

3,33 Das Grundig-UHF-Vorsatzgerät. Grundig Technische Informationen, April 1959, H. 3, S. 26.
Eisele: Der UHF-Konverter. Funk-Technik 1959, H. 9, S. 288.
Limann: Schaltungen von UHF-Konvertern für Fernsehempfänger. Funkschau 1961, H. 10, S. 273.

3,34 *K. T.:* Ein UHF-Tuner mit Transistorbestückung. Funkschau 1962, H. 3, S. 60.
Mangold und *Klein:* UHF-Tuner mit Transistor-Vorstufe. Funkschau 1962, H. 12, S. 325.
Vorschläge für Transistor-Tuner. Radio-Mentor 1962, H. 1, S. 38.

3,35 *Bomhardt:* Reaktanz-Geradeausverstärker für das UHF-Gebiet. Funkschau 1962, H. 1, S. 13.
Carl: Der geräuscharme parametrische Verstärker und seine Bedeutung für den Mikrowellenempfang. Funkschau 1960, H. 18, S. 455.
Dehmelt: Neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der Kristalldioden und Transistoren. Die Telefunkenröhre, H. 40, Okt. 1961, S. 43.
Gossel: Parametrische Verstärker. Elektronische Rundschau 1961, H. 3, S. 91.
Maurer: Die Signal- und Rauscheigenschaften von Dioden-Reaktanzverstärkern für das UHF-Gebiet. Radio-Mentor 1961, H. 2, S. 110.
Müller: Selektive HF-Verstärkung mit Tunneldioden. Elektronik 1961, H. 2, S. 39.
Reuber: Der Reaktanz-Verstärker. Radio-Mentor 1960. H. 9, S. 681.
Reuber: Fernsehen ohne Rauschen. Radio-Mentor 1961, H. 1, S. 10.
Reuber: Parametrische Verstärker. Radio-Mentor 1960, H. 8, S. 616.
Rohde: Tunneldioden als Schwingungserzeuger. Funkschau 1961, H. 4, S. 91.
Tunneldioden und Kapazitätsdioden als UHF-Verstärkerelemente. Elektronik 1961, H. 2, S. 43.

4,01...4,09 *Dillenburger,* S. 67.
Goldammer, S. 37.
Kerkhof und *Werner,* S. 227.
Marcus, S. 105.
Swaluw und *van der Woerd,* S. 48.
Uitjens, S. 23, 101, 131.

4,02...4,09 *Bergtold,* S. 53.

4,03...4,08 *Fellbaum,* S. 326.

4,04...4,09 *Harmans:* Der Bild-Zf-Verstärker der Schaub-Lorenz-Fernsehempfänger. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 285.

Bild	Titel
4,06...4,09	Fernseh-Zf-Verstärker mit den Röhren EF 183 und EF 184. Valvo-Berichte, Okt. 1961, S. 93 (Band VII/Heft 3).
4,10	Die verschiedenen Möglichkeiten der Zf-Einkopplung bei UHF. Der Telefunkensprecher 1960, Nr. 7, S. 32.
4,10...4,12	*Rümmer* u. a.: Tasten-Tuner für VHF und UHF. Radio-Mentor 1961, H. 9, S. 710.
4,10...4,14	*Meyer:* VHF-UHF-Abstimmautomat für Fernseher. Radio-Mentor, 1959, H. 7, S. 519.
4,11	*Bock:* EF 183 und EF 184, zwei neue Spanngitterpentoden. Funkschau 1960, H. 8, S. 195.
4,13	*Schimmeyer:* Mischfilter in Brückenanordnung. Funkschau 1959, H. 9, S. 198.
4,14	*Tetzner:* Gasdruckschalter und Schaltdioden im Fernsehempfänger. Funkschau 1961, H. 19, S. 500.
4,15	*Geissler:* Ein Fernseh-Zf-Verstärker mit vier Transistoren. Funkschau 1962, H. 18, S. 477.
	Spies: Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85.
	Spies: Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger. Funkschau 1959, H. 10, S. 225.
4,17	*Kinne:* Einige Schaltungsfeinheiten in den neuen Blaupunkt-Fernseh-Empfängern. Funkschau 1960, H. 8, S. 191.
	Kröncke: Eine Nachstimmautomatik für UHF und VHF mit großem Fangbereich. Funkschau 1960, H. 8, S. 187.
	Ocker: Automatische Scharfabstimmung mit der Kapazitätsvariationsdiode BA 101 im UHF-Tuner. Funkschau 1961, H. 8, S. 195.
5,01...5,06	*Dillenburger*, S. 67.
	Marcus, S. 121.
5,01...5,10	*Goldammer*, S. 44.
	Kerkhof und *Werner*, S. 236.
5,01...5,14	*Swaluw* und *van der Woerd*, S. 17.
5,05...5,07	*Bergtold*, S. 65.
5,07...5,10	*Dillenburger*, S. 72.
	Fellbaum, S. 286.
	Marcus, S. 127.
5,07...5,16	*Förster:* Ein neuartiger Videoverstärker. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 289.
5,07...5,21	*Kröncke:* Ein dreistufiger Video-Verstärker. Funk-Technik 1959, H. 9, S. 284.
5,08...5,21	*Bergtold*, S. 76.
5,11...5,17	Eine automatische Helligkeits- und Kontrastregelung. Funkschau 1958, H. 3, S. 60.
5,18...5,21	*Förster:* Ein neuartiger Videoverstärker. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 289.
	Großkopf: Wege zu einwandfreier Schwarzwiedergabe im Fernsehen. Radio-Mentor 1960, H. 1, S. 41.
5,19...5,21	*Dillenburger*, S. 76.

Bild	Titel
5,21	*Theisen:* Raumlichtgesteuerte Kontrast- und Helligkeitsautomatik. Telefunken-Sprecher 1960, H. 3, S. 11.
5,21...5,24	Direktgekoppelter zweistufiger Video-Verstärker mit der PCF 80. Valvo-Berichte, Band II (1956), Nr. 3, S. 116.
5,22	*Reuber:* Strahlstrombegrenzung. Radio-Mentor 1959, H. 5, S. 313.
5,23	Moderne Konstruktion und Schaltungstechnik der Telefunken-Fernsehempfänger. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 286.
5,25	*Limann:* Transistor-Schaltungstechnik im Video- und Ablenkteil von Fernsehempfängern. Funkschau 1962, H. 14, S. 359.
	Schaff-Chaumont: Französische Fernsehempfänger-Technik. Funkschau 1961, H. 7, S. 165.
	Spies: Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85.
	Spies: Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger. Funkschau 1959, H. 10, S. 225.
6,01	*Swalum* und *van der Woerd*, S. 155.
6,01...6,05	*Goldammer*, S. 65.
6,01...6,06	*Bergtold*, S. 118.
6,02	*Kröncke:* Eine interessante VHF- und UHF-Nachstimmschaltung, kombiniert mit einem Intercarrier-Tondemodulator. Funk-Technik 1961, H. 17, S. 607.
6,03	*Fellbaum*, S. 214.
	Möhring, Schaltungstechnik, S. 120.
6,031	*Theisen:* Über die Unterdrückung des Einschaltbrumms. Telefunken-Sprecher 1960, H. 3, S. 13.
6,032	*Möhring:* Schaltungstechnische Einzelheiten der Loewe-Opta-Fernsehgeräte. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 293.
6,033	*Zetzmann:* Neuerungen in der Schaltungstechnik der Wega-Fernsehempfänger. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 292.
6,035	*Tetzner:* Anheizbrumm-Unterdrückung in einigen Graetz-Geräten. Funkschau 1961, H. 19, S. 488.
6,036	Einschaltbrumm-Unterdrückung. Grundig Technische Informationen, Juli 1960, S. 60.
6,06	*Garstaedt:* Fernsehton-Zf-Verstärker. Funkschau 1961, H. 17, S. 451.
6,07	*Rappold:* Eine neuartige Mehrnormentechnik in Fernsehempfängern. Funkschau 1961, H. 17, S. 437.
7,01...7,07	*Grün:* Steuern und Regeln in der Technik und im Leben. Funkschau 1953, H. 6, S. 93.
	Regelungstechnik – Benennungen, Begriffe, DIN 19 226. Beuth-Vertrieb GmbH, Berlin W 15 und Köln.
	Schäfer: Grundlagen der selbsttätigen Regelung. 3. Auflage, Franzis-Verlag, Abt. Energie, München.
	Staritz: Grundbegriffe der elektrischen Regelungstechnik. Funkschau 1957, H. 19, S. 535 und H. 20, S. 559.
7,01...7,08	*Weitner:* Grundschaltungen elektronischer Regler mit Rückführung. Elektronik 1955, H. 5, S. 320.

Bild	Titel
7,01...7,24	*Séthy:* Übersicht und Entwurf automatischer Frequenzregelsysteme in der modernen Empfängertechnik. Elektronik 1962, H. 6, S. 161.
7,12...7,14	*Gruhle:* Impulstechnik in der Atomphysik – Koinzidenzstufen. Elektronik 1959, H. 7, S. 217.
7,18	*Bachnick:* Automatische Scharfabstimmung von Fernsehsendern im UHF-Band IV/V. Funkschau 1960, H. 8, S. 183.
7,21	*Limann:* Halbleiterdiode als steuerbare Kapazität. Funkschau 1959, H. 21, S. 514.
7,24	Die Elektronenröhre als regelbare Induktivität und Kapazität. FtA Ag 31. Laborbuch 1, S. 221.
8,01...8,02	*Kröner:* Abstimmung von Oszillatoren mit Dioden im Meterwellenbereich. Funkschau 1959, H. 22, S. 537. *Möhring,* Schaltungstechnik, S. 70.
8,01...8,03	*Klettke:* Die automatische Feinabstimmung. Funkschau 1959, H. 20, S. 489. *Kröncke:* Eine interessante VHF- und UHF-Nachstimmschaltung, kombiniert mit einem Intercarrier-Tondemodulator. Funk-Technik 1961, H. 17, S. 607. *Séthy:* Übersicht und Entwurf automatischer Frequenzregelsysteme in der modernen Empfängertechnik. Elektronik 1962, H. 6, S. 161.
8,02	Taschenbuch, S. 309.
8,02...8,03	Kanalwähler, S. 57.
8,03	Magnetische Nachstimmautomatik für UHF und VHF. Funkschau 1960, H. 24, S. 598.
8,04...8,10	*Bergtold,* S. 72. *Dillenburger,* S. 78. *Förster:* Ein neuartiger Videoverstärker. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 289. *Marcus,* S. 170. *Prestin:* Automatische Verstärkungsregelung (12. Beitrag der Reihe „Aus der Praxis der Fehlersuche"), Am Mikrophon: Nordmende, 10. Januar 1962, S. 9.
8,05	*Seifert:* Regelröhren für Fernsehempfänger. Funkschau 1962, H. 9, S. 234.
8,07...8,10	*Bruch,* S. 12. *Heinrichs:* Fernseh-Service – praktisch und rationell. Funkschau 1962, H. 1, S.3. Moderne Konstruktion und Schaltungstechnik der Telefunken-Fernsehempfänger. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 286. *Neubauer:* Getastete Schwarzsteuerung in Fernsehern. Radio-Mentor 1959, H. 6, S. 442. *Pelka:* Getastete Regelung mit Schwarzpegelhaltung. Funk-Technik 1958, H. 16, S. 547.
8,07...8,12	*Rappold* und *Wolff:* Der Kontrastpilot, eine neuartige Kontrastregelung. Funkschau 1959, H. 17, S. 407. *Séthy:* Übersicht und Entwurf automatischer Frequenzregelsysteme in der modernen Empfängertechnik. Elektronik 1962, H. 6, S. 161.
8,10	Kanalwähler, S. 52.

Bild	*Titel*
8,11	*Suhrmann:* Automatische Raumlichtanpassung von Kontrast und Grundleuchtdichte in Fernsehgeräten. Elektronische Rundschau 1959, H. 12, S. 441.
8,12	Automatische Angleichung des Kontrastes an die Raumhelligkeit. Grundig Technische Informationen 1959, H. 3, S. 8. Taschenbuch, S. 317.
9,01...9,05	*Swaluw* und *van der Woerd*, S. 60.
9,01...9,07	Aus der Schaltungstechnik von Transistor-Fernsehempfängern. Funkschau 1961, H. 7, S. 166. *Bruch*, S. 8.
9,01...9,21	*Bergtold*, S. 228. *Goldammer*, S. 88. *Kerkhof* und *Werner*, S. 105. *Marcus*, S. 311.
9,03...9,07	*Hettich:* ECH 84, ihre Anwendung und Schaltung im Fernsehempfänger. Funk-Technik 1961, H. 5, S. 140. Impuls-Abtrennschaltung mit der Röhre ECH 84. Telefunken-Taschenbuch 1962, S. 362.
9,06...9,07	*Kitzinger:* ECH 84, eine neue Röhre für Impulsabtrennstufen und Zeilengeneratoren in Fernsehgeräten. Funkschau 1961, H. 5, S. 112.
9,12	*Swaluw* und *van der Woerd*, S. 30.
9,13	Die deutsche Fernsehnorm. FtA Fs 01.
9,19	Die e-Funktion in der Nachrichtentechnik. FtA Mth 11. *Swaluw* und *van der Woerd*, S. 27.
10,01	*Wolf:* Die Triode in Impulsstufen. Radio-Mentor 1961, H. 12, S. 1 031.
10,02...10,05	Laborbuch 1, S. 318.
10,02...10,06	*Bergtold*, S. 156.
10,02...10,12	*Goldammer*, S. 98. *Kerkhof* und *Werner*, S. 149. *Marcus*, S. 327.
10,13...10,14	*Hilberg:* Arbeitsweise der Transistorsperrschwinger und Übersicht über ihre Grundformen. Elektronische Rundschau 1959, H. 9, S. 330. *Limann:* Transistor-Schaltungstechnik im Video- und Ablenkteil von Fernsehempfängern. Funkschau 1962, H. 14, S. 359. *Schaff-Chaumont:* Französische Fernsehempfänger-Technik. Funkschau 1961, H. 7, S. 165. *Spies:* Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85. *Spies:* Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger. Funkschau 1959, H. 10, S. 225.
10,15...10,21	*Bergtold*, S. 167. Der Multivibrator. FtA Os 31. *Goldammer*, S. 101. *Kerkhof* und *Werner*, S. 150. Laborbuch 1, S. 319. *Marcus*, S. 329. *Wolf:* Multivibratoren mit Röhren. Radio-Mentor 1962, H. 1, S. 39.

Bild	*Titel*
10,20	*Dillenburger*, S. 112.
10,22	Siemens-Halbleiter, Schaltbeispiele. Ausgabe April 1960, S. 63.
	Spies: Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85.
	Spies: Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger. Funkschau 1959, H. 10, S. 225.
10,22...10,23	Transistor-Kippschaltungen. Elektronik 1958, H. 11, S. 349.
10,23	Sammlung von Transistorschaltungen. Technische Informationen der Valvo GmbH vom 26. 4. 1958. Schmitt-Trigger, S. 35.
10,24...10,31	*Bergtold*, S. 177.
	Förster u. a.: 110°-Technik, S. 40.
	Goldammer, S. 105.
	Marcus, S. 357.
	Sinusgenerator-Schaltungen mit der ECH 84. Telefunken-Taschenbuch 1962, S. 369.
	Suhrmann und *Spyra:* Probleme und Schaltungstechnik bei 110°-Ablenkung im Fernsehempfänger. Funk-Technik 1959, H. 9, S. 281.
10,26...10,30	Die Elektronenröhre als regelbare Induktivität und Kapazität. FtA Ag 31.
10,29...10,31	*Hettich:* ECH 84, ihre Anwendung und Schaltung im Fernsehempfänger. Funk-Technik 1961, H. 5, S. 140.
	Kitzinger: ECH 84, eine neue Röhre für Impulsabtrennstufen und Zeilengeneratoren in Fernsehgeräten. Funkschau 1961, H. 5, S. 112.
10,31	*Gruhle:* Impulstechnik in der Atomphysik. Elektronik 1958, H. 6, S. 181.
	Richter: Hilfsbuch für Katodenstrahl-Oszillografie, 3. Auflage, S. 198. Franzis-Verlag.
	Richter: Impulspraxis, Band 1, S. 71. Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.
10,32	Taschenbuch, S. 323.
11,01...11,07	*Dillenburger*, S. 98.
	Goldammer, S. 131.
	Swaluw und *van der Woerd*, S. 83.
11,01...11,10	*Boekhorst* und *Stolk*, S. 194.
	Förster u. a.: 110°-Technik, S. 46.
	Marcus, S. 384.
11,01...11,11	*Bergtold*, S. 187.
	Bruch, S. 8.
11,01...11,21	*Förster* u. a.: 110°-Technik, S. 44.
11,11	*Spyra:* Die Anwendung der Röhre PCL 85 in Vertikal-Ablenkschaltungen. Funkschau 1961, H. 5, S. 115.
11,12	*Limann:* Transistor-Schaltungstechnik im Video- und Ablenkteil von Fernsehempfängern. Funkschau 1962, H. 14, S. 359.
	Schaff-Chaumont: Französische Fernsehempfänger-Technik. Funkschau 1961, H. 7, S. 165.
	Spies: Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85.
	Spies: Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger. Funkschau 1959, H. 10, S. 225.

Bild	*Titel*
11,13	*Goldammer*, S. 119.
11,13...11,19	*Dillenburger*, S. 108.
	Marcus, S. 368.
	Swaluw und *van der Woerd*, S. 63.
11,13...11,21	*Boekhorst* und *Stolk*, S. 85.
	Bruch, S. 3.
	Heinrichs: Fernseh-Service – praktisch und rationell. Funkschau 1962, H. 1, S. 3.
	Impuls-Schaltungen mit Transistoren. Radio-Mentor 1961, H. 9, S. 783.
	Prinzip der Horizontal-Ablenkschaltung. FtA Fs 50.
11,14...11,20	Fernseh-Servicetechnik, S. 70.
	Förster u. a.: 110°-Technik, S. 32, 65.
11,14...11,21	*Bergtold*, S. 211.
	Laborbuch 2, S. 159.
11,15...11,16	*Goldammer*, S. 121.
11,17	Neue Zeilentransformatoren und Ablenksysteme. Funkschau 1961, H. 19, S. 512.
11,20...11,21	*Schaff-Chaumont:* Französische Fernsehempfänger-Technik. Funkschau 1961, H. 7, S. 165.
	Suhrmann und *Spyra:* Probleme und Schaltungstechnik bei 110°-Ablenkung im Fernsehempfänger. Funk-Technik 1959, H. 9, S. 281.
11,21	*Schaaff* und *Suhrmann:* PL 500, eine neue Zeilen-Endpentode mit hohem Anodenspitzenstrom. Funkschau 1961, H. 5, S. 119.
12,01	*Neeteson:* Fernseh-Empfangstechnik – Schwungrad-Synchronisierung von Sägezahngeneratoren. Philips' Technische Bibliothek, Hamburg.
12,01...12,07	*Marcus*, S. 350.
12,01...12,09	*Bruch*, S. 11.
12,01...12,10	*Dillenburger*, S. 151.
	Goldammer, S. 104.
12,01...12,16	*Bergtold*, S. 256.
	Séthy: Übersicht und Entwurf automatischer Frequenzregelsysteme in der modernen Empfängertechnik. Elektronik 1962, H. 6, S. 161.
12,04	*Swaluw* und *van der Woerd*, S. 70.
12,12...12,13	*Möhring:* Regelschaltungen im modernen Fernsehgerät. Funk-Fachhändler, November und Dezember 1959.
12,12...12,15	*Möhring*, Schaltungstechnik, S. 199.
12,12...12,16	*Bruch:* Horizontal-Synchronisierung in Fernsehempfängern mit erweitertem Fangbereich. Telefunken-Zeitung Nr. 132, Juni 1961, S. 102.
	Heister: Stabilisierung für Horizontal- und Vertikalablenkung in Fernsehern. Radio-Mentor 1962, H. 1, S. 16.
	Pollak: Automatische Synchronisation von Horizontal- und Vertikal-Ablenkung. Radio-Mentor 1960, H. 8, S. 637.
12,13	*Gisbert, Krug* u. a.: Schaltungseinzelheiten des Zauberspiegel 53 T 50. Grundig Technische Informationen, Juli 1960; Die Zeilenautomatik, S. 64.
	Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung. SEL Technische Mitteilungen T 0922–2.

Bild	*Titel*
12,13...12,16	*Gassmann:* Phasen- und Frequenz-Vergleichsschaltungen für Fernseher. Radio-Mentor 1961, H. 12, S. 1027.
12,14	*Kinne:* Bild- und Zeilenfangautomatik bei den neuen Blaupunkt-Fernsehgeräten. Funkschau 1960, H. 9, S. 229.
12,15	Taschenbuch, S. 321.
12,15...12,17	Zur Ablenktechnik der neuen Graetz-Fernsehempfänger. Funk-Technik 1959, H. 9, S. 286.
12,17	Taschenbuch, S. 319.
12,17...12,18	*Séthy:* Übersicht und Entwurf automatischer Frequenzregelsysteme in der modernen Empfängertechnik. Elektronik 1962, H. 6, S. 161.
12,18	*Möhring:* Schaltungstechnische Einzelheiten der Loewe-Opta-Fernsehgeräte. Funk-Technik 1961, H. 9, S. 293. *Spyra:* Die Anwendung der Röhre PCL 85 in Vertikal-Ablenkschaltungen. Funkschau 1961, H. 5, S. 115. Taschenbuch, S. 325.
12,21	*Spyra:* Die Anwendung der Röhre PCL 85 in Vertikal-Ablenkschaltungen. Funkschau 1961, H. 5, S. 115.
13,01...13,02	*Junghans:* PM 84 – ein Abstimmanzeiger für Fernsehgeräte. Funkschau 1958, H. 9, S. 219.
13,03...13,05	Bildmagnet. Radio-Mentor 1958, H. 5, S. 249. Der Bildpeiler. Radio-Mentor 1958, H. 5, S. 248.
13,06...13,09	*Bergtold,* S. 101. *Tetzner:* 5 × Klarzeichner. Funkschau 1957, H. 6, S. 147.
13,10	*Schulz:* Die Unterdrückung der Zeilenstruktur beim Fernsehempfang mit Hilfe einer Zerstreuungsscheibe. Funkschau 1960, H. 8, S. 193.
13,11	*Tetzner:* Zeilenfreies Fernsehen. Funkschau 1961, H. 19, S. 487.
13,12	„Zeilenfrei" in Schaub-Lorenz-Fernsehempfängern. Funkschau 1962, H. 2, S. 36.
13,14	*Meurer:* Die Ultraschall-Fernsteuerung F-St 1. Loewe-Opta-Kurier 1961, H. 11, S. 7. *Tetzner:* Fernseh-Nachlese. Funkschau 1961, H. 12, S. 304, Bild 3. Zwei Ultraschall-Fernsteuer-Empfänger. Radio-Mentor 1961, H. 11, S. 924.
14,01	*Dillenburger,* S. 126.
15,02	*Spies:* Der erste amerikanische volltransistorisierte Fernseh-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre. Funkschau 1961, H. 4, S. 85.
16,01...16,19	*Möhring:* UHF, S. 23.
16,01...16,30	*Ratheiser:* Die UHF-Impedanz-Leitung. Als Manuskript vervielfältigt von der Versuchsanstalt für Radiotechnik, Wien, 1948.
16,03...16,04	Wellenwiderstand von Paralleldraht- und konzentrischen Leitungen. FtA Sk 81 und Sk 82.
16,04...16,08	*Thurl:* Das Fernseh-Antennenkabel. Radio-Mentor 1959, H. 11, S. 882.
16,09...16,17	Die Lecherleitung mit verschiedenen Abschlußwiderständen. FtA Sk 86.

Bild	*Titel*
16,25	*Hirt:* Kapazitätsbeschwerte $\lambda/2$-Leitungskreise für den UHF-Bereich. Funkschau 1962, H. 5, S. 117.
	Ocker: Schwingkreise im Fernsehband IV und V. Funkschau 1959, H. 18, S. 445 und H. 22, S. 541.
16,29	*Möhring,* UHF, S. 52.
16,30	*Möhring,* UHF, S. 57.
	Schmidt: $\lambda/2$-Umwegleitung als Symmetrier-Transformator. Funkschau 1961, H. 8, S. 197.
16,31	*Bergtold,* S. 13.
	Möhring, S. 59.
17,01...17,09	Laborbuch 1, S. 124.
	Möhring, UHF, S. 101.
17,01...17,12	*Bergtold:* Antennen-Taschenbuch. J. Schneider Verlag, Berlin-Tempelhof.
	Mende: Antennen für Rundfunk- und UKW-Empfang. RPB Nr. 6, Franzis-Verlag, München.
	Mende: Fernsehantennen-Praxis. RPB Nr. 84, Franzis-Verlag, München.
	Oxley und *Nowak:* Antennentechnik. Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover.
17,09	Taschenbuch, S. 127.
17,10...17,12	*Demtröder:* Filter und Frequenzweichen für Antennen. Funk-Technik 1958, H. 24, S. 820; 1959, H. 1, S. 10 und H. 2, S. 43.
17,11...17,12	*Weimer:* Die Ringgabelschaltung. Funkschau 1961, H. 22, S. 567.
17,12	Antennenweiche für Bereich IV. Funkschau 1961, H. 22, S.568.

Bedeutung der Abkürzungen

Kurztitel	Titel, Verlag
Bergtold	Die große Fernseh-Fibel, Teil 3, Fernsehempfänger-Schaltung und Arbeitsweise. Jakob Schneider Verlag, Berlin-Tempelhof
Boekhorst und *Stolk*	Ablenktechnik in Fernsehempfängern. Philips' Technische Bibliothek, Hamburg, 1961
Bruch	Die Schaltungstechnik eines modernen Fernsehempfängers. Funkschau-Aufsatzreihe 1957, Franzis-Verlag, München
Die Fernseh-Bildröhre	Telefunken-Fachbuch. Franzis-Verlag, München
Dillenburger	Fernsehempfänger. Aufbau und Wirkungsweise des Fernsehempfängers. Fachverlag Schiele & Schön, Berlin SW 29
Fellbaum	Fernseh-Service-Handbuch, 2. Aufl. 1962, Franzis-Verlag, München
Förster u. a.	110°-Technik im Fernseh-Empfänger, 1959. Valvo GmbH, Hamburg 1
FtA	Funktechnische Arbeitsblätter. Franzis-Verlag, München
Goldammer	Der Fernseh-Empfänger, 3. Aufl. Franzis-Verlag, München
Kanalwähler	Valvo-Kanalwähler für Fernseh-Empfänger, 1961. Valvo GmbH, Hamburg
Kerkhof und *Werner*	Fernsehen. Philips' Technische Bibliothek, Hamburg, 1951
Laborbuch 1 bzw. 2	Telefunken-Laborbuch, Band 1 und 2, 1961. Franzis-Verlag, München
Marcus	Kleine Fernsehempfangs-Praxis, 3. Aufl. Franzis-Verlag, München
Möhring, Schaltungstechnik	Schaltungstechnik der Loewe-Opta-Fernsehempfänger
Möhring, UHF	Fernsehempfang im UHF-Bereich. Herausgegeben von der Loewe-Opta AG
RPB	Radio-Praktiker-Bücherei. Franzis-Verlag, München
Swaluw und *van der Woerd*	Einführung in die Fernseh-Servicetechnik. Philips' Technische Bibliothek, Hamburg, 1955
Taschenbuch	Philips-Fernseh-Taschenbuch, 3. Ausgabe 1961. Deutsche Philips GmbH, Hamburg 1
Uitjens	Fernseh-Empfangstechnik – Zf-Stufen. Philips' Technische Bibliothek, Hamburg, 1953

Stichwortverzeichnis

Es wurden nur die Seitenzahlen angegeben, auf denen das Stichwort ausführlich behandelt oder im Zusammenhang gut charakterisiert ist.

19.80

IN HALBLEINEN

Dezibel-Tabelle

dB	Spannungs-verhältnis	dB	Spannungs-verhältnis
0,1	1,012	9,8	3,09
0,5	1,059	10,0	3,16
1,0	1,122	10,5	3,35
1,5	1,189	11,0	3,55
2,0	1,259	11,5	3,76
2,2	1,288	12,0	3,98
2,4	1,318	12,5	4,22
2,6	1,349	13,0	4,47
2,8	1,380	13,5	4,73
3,0	1,413	14,0	5,01
3,2	1,445	14,5	5,31
3,4	1,479	15,0	5,62
3,6	1,514	15,5	5,96
3,8	1,549	16,0	6,31
4,0	1,585	16,5	6,68
4,2	1,622	17,0	7,08
4,4	1,660	17,5	7,50
4,6	1,698	18,0	7,94
4,8	1,738	18,5	8,41
5,0	1,778	19,0	8,91
5,2	1,820	19,5	9,44
5,4	1,862	20	10,00
5,6	1,906	21	11,22
5,8	1,950	22	12,59
6,0	1,995	23	14,13
6,2	2,04	24	15,9
6,4	2,09	25	17,8
6,6	2,14	26	20,0
6,8	2,19	27	22,4
7,0	2,24	28	25,1
7,2	2,29	29	28,2
7,4	2,34	30	31,6
7,6	2,40	31	35,5
7,8	2,45	32	39,8
8,0	2,51	33	44,7
8,2	2,57	34	50,1
8,4	2,63	35	56,2
8,6	2,69	36	63,1
8,8	2,75	37	70,8
9,0	2,82	38	79,4
9,2	2,88	39	89,1
9,4	2,95	40	100,0
9,6	3,02		

Limann
Fernsehtechnik ohne Ballast

Dieses Preisschild möchte zugleich als Lesezeichen dienen.

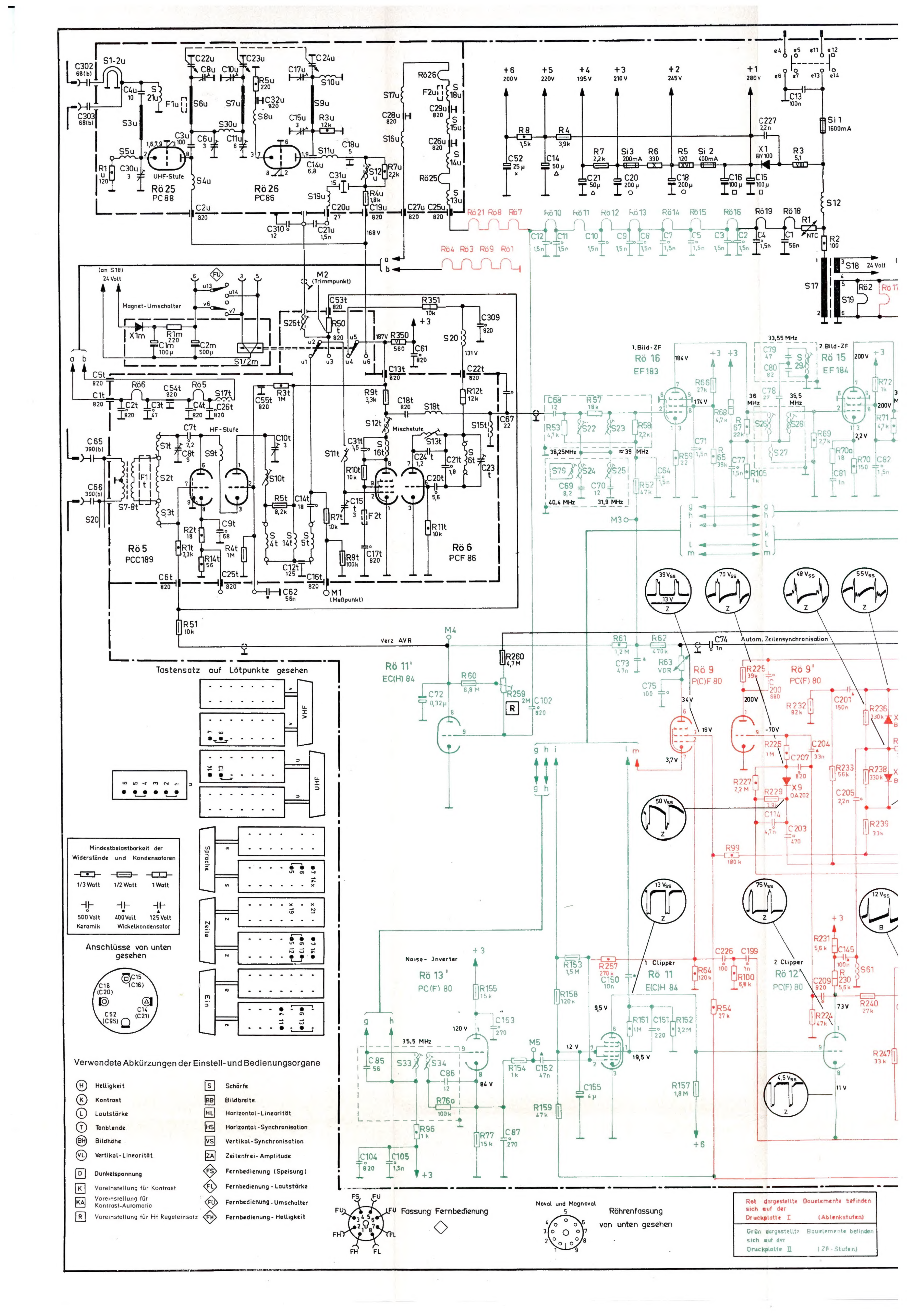
Die Dezibel- und Neper-Tabellen wollen bei der Fachlektüre eine kleine Hilfe sein.

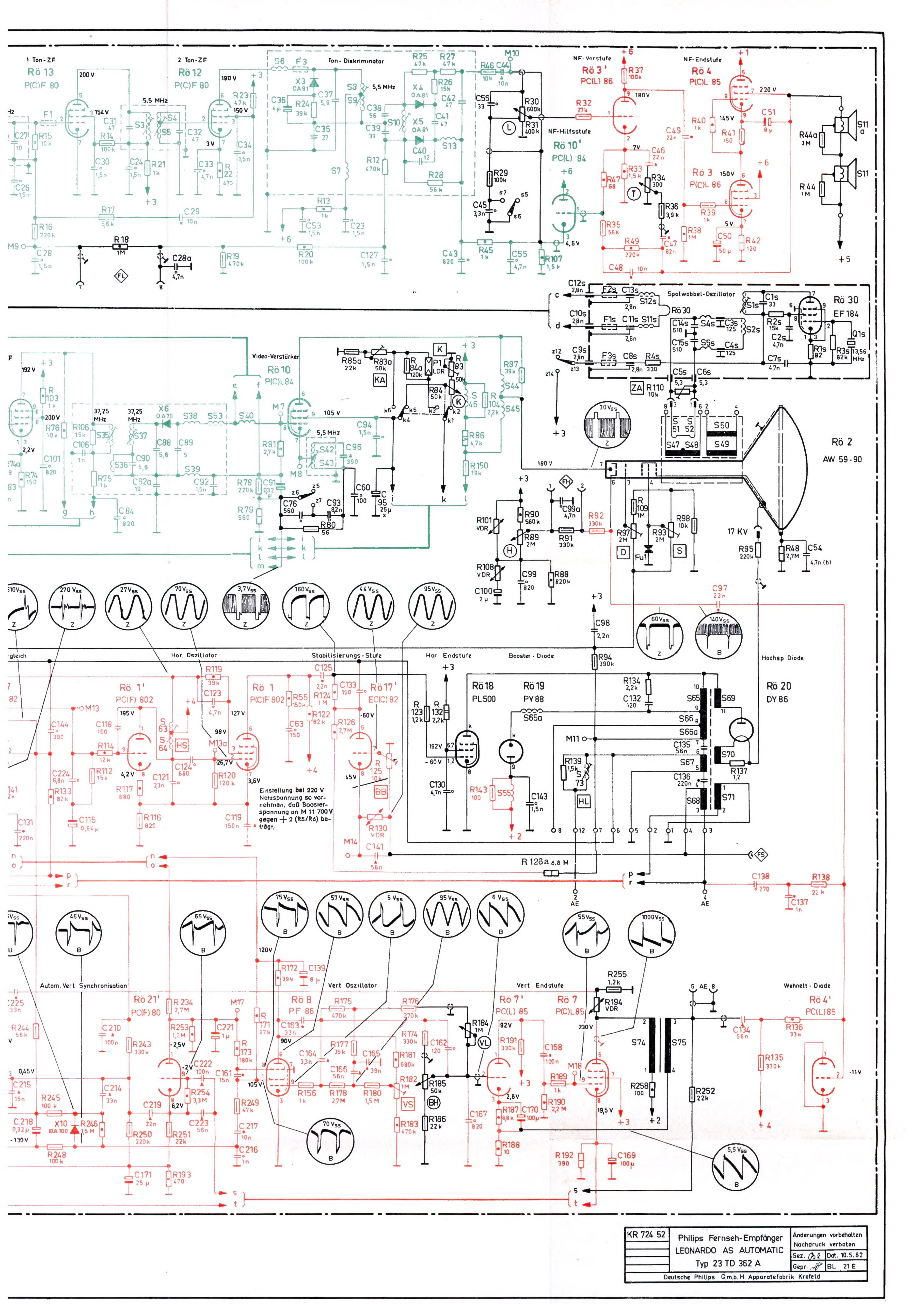
Bitte wählen Sie Ihren Bedarf an Radio-, Fernseh- und elektronischer Fachliteratur nach unseren neuesten Verlagsverzeichnissen. Wir senden sie Ihnen gerne zu!

FRANZIS-VERLAG, MÜNCHEN

Neper-Tabelle

Neper	Spannungs-verhältnis	Neper	Spannungs-verhältnis
0,01	1,01	1,30	3,67
0,05	1,05	1,35	3,86
0,10	1,11	1,40	4,05
0,20	1,22	1,45	4,26
0,25	1,28	1,50	4,48
0,27	1,31	1,55	4,71
0,30	1,35	1,60	4,95
0,32	1,38	1,65	5,21
0,35	1,42	1,70	5,47
0,37	1,45	1,75	5,76
0,40	1,49	1,80	6,05
0,42	1,52	1,85	6,36
0,45	1,57	1,90	6,68
0,47	1,60	1,95	7,03
0,50	1,65	2,0	7,39
0,52	1,68	2,1	8,2
0,55	1,73	2,2	9,0
0,57	1,77	2,3	10,0
0,60	1,82	2,4	11,0
0,62	1,86	2,5	12,2
0,65	1,92	2,6	13,5
0,67	1,95	2,7	14,9
0,70	2,01	2,8	16,4
0,72	2,05	2,9	18,2
0,75	2,12	3,0	20,1
0,77	2,16	3,1	22,2
0,80	2,23	3,2	24,5
0,82	2,27	3,3	27,1
0,85	2,34	3,4	30,0
0,87	2,39	3,5	33,1
0,90	2,46	3,6	36,6
0,92	2,51	3,7	40,5
0,95	2,59	3,8	44,7
0,97	2,64	3,9	49,4
1,00	2,72	4,0	54,6
1,05	2,86	4,1	60,3
1,10	3,00	4,2	66,7
1,15	3,16	4,3	73,7
1,20	3,32	4,4	81,5
1,25	3,49	4,5	90,0
		4,6	99,5


Rö 25
PC 88
UHF-Stufe
Rö 26
PC 86
Rö 5
PCC 189
HF-Stufe
Mischstufe
Rö 6
PCF 86
M1
(Meßpunkt)
M2
(Trimmpunkt)
Magnet-Umschalter
(an S18)
24 Volt
verz AVR
1. Bild-ZF
Rö 16
EF 183
2. Bild-ZF
Rö 15
EF 184
Rö 11'
EC(H) 84
Rö 9
P(C)F 80
Rö 9'
PC(F) 80
Autom. Zeilensynchronisation
Noise- Jnverter
Rö 13'
PC(F) 80
1 Clipper
Rö 11
E(C)H 84
2 Clipper
Rö 12'
PC(F) 80
Tastensatz auf Lötpunkte gesehen
VHF
UHF
Sprache
Zeile
Ein
Mindestbelastbarkeit der Widerstände und Kondensatoren
1/3 Watt
1/2 Watt
1 Watt
500 Volt Keramik
400 Volt
125 Volt
Wickelkondensator
Anschlüsse von unten gesehen
Verwendete Abkürzungen der Einstell- und Bedienungsorgane
H Helligkeit
K Kontrast
L Lautstärke
T Tonblende
BH Bildhöhe
VL Vertikal-Linearität
D Dunkelspannung
K Voreinstellung für Kontrast
KA Voreinstellung für Kontrast-Automatic
R Voreinstellung für Hf Regeleinsatz
S Schärfe
BB Bildbreite
HL Horizontal-Linearität
HS Horizontal-Synchronisation
VS Vertikal-Synchronisation
ZA Zeilenfrei-Amplitude
FS Fernbedienung (Speisung)
FL Fernbedienung-Lautstärke
FU Fernbedienung-Umschalter
FH Fernbedienung-Helligkeit
Fassung Fernbedienung
Noval und Magnoval
Röhrenfassung von unten gesehen
Rot dargestellte Bauelemente befinden sich auf der Druckplatte I (Ablenkstufen)
Grün dargestellte Bauelemente befinden sich auf der Druckplatte II (ZF-Stufen)



Beilage zu Limann, Fernsehtechnik ohne Ballast. Franzis-Verlag, München


VfM